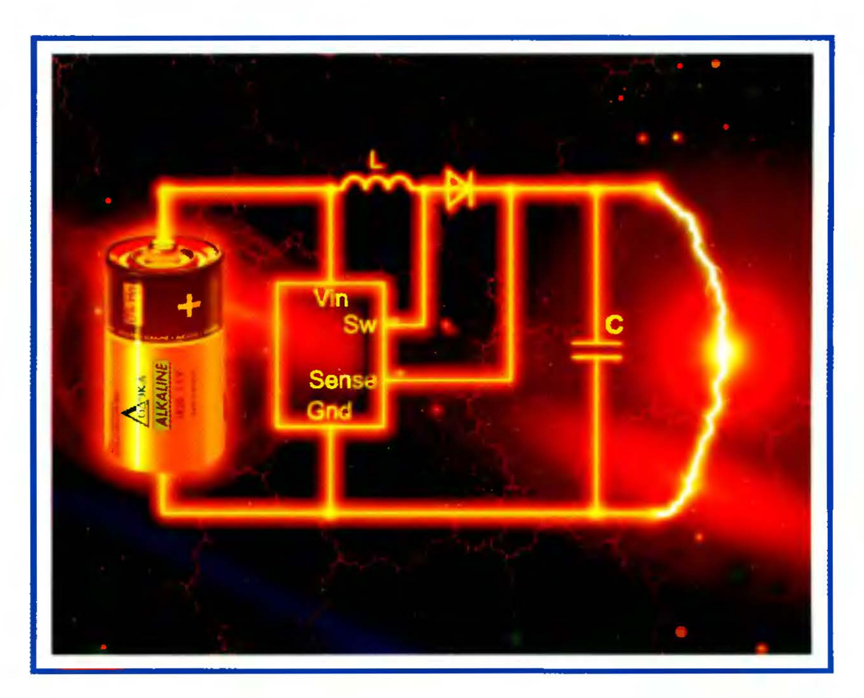
ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ



ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Микросхемы для импульсных источников питания и их применение

Додэка

Москва
Издательский дом «Додэка-XXI»
2001

УДК 621.382:621.311.6(035)
ББК 32.844.1я2
М59

М59 **Микросхемы для импульсных источников питания и их применение.** 2-е изд., испр. и доп. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2001. — 608 с.

ISBN-94120-038-2

Эта книга является переработанным и дополненным изданием справочника "Микросхемы для импульсных источников питания и их применение" из серии "Интегральные микросхемы". Значительно увеличены разделы, посвященные отечественным микросхемам и их аналогам за счет последних разработок российских заводов-изготовителей. Справочник охватывает практически все зарегистрированные отечественные полупроводниковые микросхемы для импульсных источников питания.

Для более полного охвата данного раздела рынка приводится информация о продукции зарубежных производителей интегральных схем. По каждой фирме представлен полный перечень выпускаемых на сегодняшний день микросхем для импульсных источников питания с их краткими характеристиками. По отдельным приборам дается развернутая информация, включающая структурную схему, цоколевку и одну или несколько схем включения.

Справочник предназначен для специалистов в области проектирования, эксплуатации и ремонта изделий радиоэлектроники, а также широкого круга радиолюбителей и студентов технических вузов.

УДК 621.382:621.311.6(035)
ББК 32.844.1я2

ISBN-94120-038-2

Материалы подготовили *В. А. Казначеев, И. С. Кирюхин, А. В. Перебаскин, А. Н. Рабодзей, В. М. Халикеев*
Ответственный редактор *В. М. Халикеев*
Дизайн обложки *А. А. Бахметьев, О. В. Будко*
Графика *А. Ю. Анненков, О. А. Алешина*
Верстка *С. В. Шашков*
Технический редактор *Е. Е. Граблеаская*

Издательский дом «Додэка-XXI»
ИД № 02041 от 13.06.2000 г.
105318 Москва, а/я 70
Тел/факс: (095) 366-24-29, 366-81-45
E-mail: books@dodeca.ru; icmarket@dodeca.ru

Подписано в печать 30.09.2001 г.
Формат 84×108/16. Бумага газетная. Гарнитура «PragmaticaC".
Печать офсетная. Объем 38 п. л. Усл. печ. л. — 63,84. Тираж 5000 экз. Заказ № 1030.
Отпечатано с готовых диапозитивов в ОАО «Типография Новости".
107005 Москва, ул. Ф. Энгельса, 46.

ПЕРЕЧЕНЬ ПРИБОРОВ, ПОМЕЩЕННЫХ В СПРАВОЧНИКЕ

ПЕРЕЧЕНЬ ПРИБОРОВ, ПОМЕЩЕННЫХ В СПРАВОЧНИКЕ

ПЕРЕЧЕНЬ ПРИБОРОВ, ПОМЕЩЕННЫХ В СПРАВОЧНИКЕ

ПЕРЕЧЕНЬ ПРИБОРОВ, ПОМЕЩЕННЫХ В СПРАВОЧНИКЕ

ПЕРЕЧЕНЬ ПРИБОРОВ, ПОМЕЩЕННЫХ В СПРАВОЧНИКЕ

ПЕРЕЧЕНЬ "ОТЕЧЕСТВЕННЫХ" МИКРОСХЕМ ДЛЯ ИВП

* — информация опубликована в книге нашего издательства "Микросхемы для линейных источников питания"

ПЕРЕЧЕНЬ "ОТЕЧЕСТВЕННЫХ" МИКРОСХЕМ ДЛЯ ИВП

ЭТО ПОЛЕЗНО ПРОЧИТАТЬ

Данная книга является исправленным и дополненным изданием справочника "Микросхемы для импульсных источников питания и их применение" из серии "Интегральные микросхемы". Как и другие справочники этой серии, эта книга особое внимание уделяет вопросам практического применения описываемых микросхем, что и нашло отражение в названии справочника. В книге много новых для читателей микросхем, и акцент, сделанный на их применение, позволит сократить время, требуемое на разработку конечного оборудования. Представляется полезным раздел "Приложения", где приводятся три статьи, посвященные расчетам и выбору индуктивных компонентов источников питания. Особое место занимает раздел “Обзор зарубежных микросхем для импульсных источников питания.” В нем приводится информация по зарубежным фирмам, по каждой из которых в табличном виде дается полный перечень выпускаемых микросхем для импульсных источников питания, а также несколько приборов рассматриваются более подробно — с приведением краткого описания, цоколевки, структурной схемы и схем включения.

Статьи в книгах построены блоками, где наиболее полной является последняя статья по первоисточнику, т.к. он является прототипом/аналогом других схем. Связь между статьями блока обозначена в начале каждой "производной" статьи, где указан аналог или прототип данного прибора. Например, в приборе 1114ЕУ4 указано: "Аналог: TL494" — это значит, что он является первоисточником и в данном случае полезно, применяя 1114ЕУ4, прочитать статью про TL494.

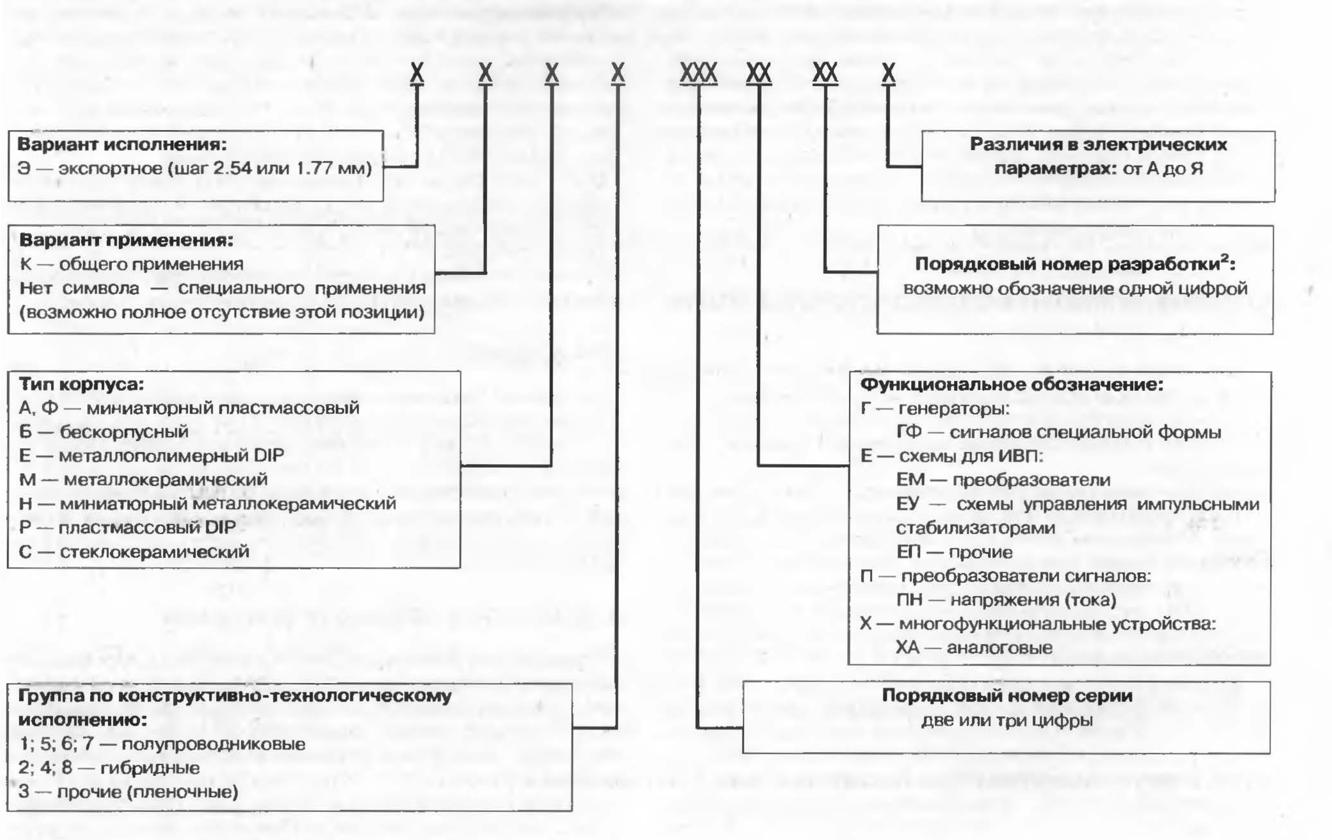
Так как в общем случае степень совпадения между прибором и его производной может быть самой различной, часто возникает вопрос, что считать аналогом, а что прототипом. Мы определили, что микросхемы являются аналогами, если: производная микросхема имеет схожие параметры с исходной и они заменяют друг друга по выводам; микросхемы нельзя заменить по выводам, но внутренняя схема у них одинаковая. Мы считаем исходную микросхему прототипом, если в процессе конструирования производной микросхемы добавлены, отсутствуют или изменены какие-либо блоки, выводы и т. п., но связь в схемотехнике между микросхемами все равно прослеживается. Предупреждаем, из этого правила тоже бывают исключения. Фирма "ДОДЭКА" не считает возможным брать на себя ответственность в случае окончательного установления степени соответствия и оставляет последнее слово за читателем, который сам, используя конкретные приборы, должен решить, можно ли применить данную микросхему в качестве аналога в данной схеме или нет. Для решения этой задачи мы и приводим справочные данные на зарубежные приборы. Хроническое отставание в терминологии заставляет применять "негостированные" и, зачастую, англоязычные термины, требующие дополнительных пояснений, т. к. они не имеют буквального перевода на русский язык. Пояснения по этому вопросу Вы сможете найти в разделе "Термины и определения".

К весне 2000 года фирма "ДОДЭКА" планирует выпустить справочник по операционным усилителям и компараторам из серии “Интегральные микросхемы”, куда войдут все отечественные приборы и их аналоги, а также полный перечень зарубежных ОУ и компараторов (более 4000 приборов) с указанием параметров и цоколевок.

Также весной 2000 года выйдет очередной ежегодник “Сектор электронных компонентов. Россия — 2000”. Данная книга органично связана с “Сектором – 99” и не дублирует его содержание. Подписавшиеся на серию "ИМ" будут получать уведомление о выходе всех книг по электронике, издаваемых фирмой, и, как и раньше, будут иметь в течение двух месяцев скидку до 30% при их покупке (но только за один экземпляр каждой книги на один абонемент). Напоминаем, что стать нашим подписчиком можно в любой момент (в том числе и по почте).

ОБОЗНАЧЕНИЕ МИКРОСХЕМ ДЛЯ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Большинство заводов-изготовителей[1] на территории бывшего СССР применяют следующую кодировку своих изделий:



Например: К1156ЕУ3, КР142ЕП1А, 1145ЕП2 и т. д.

Примечания:

1. В настоящее время ряд предприятий применяет свою систему обозначений: так на Украине выпускают ИМС с маркировкой типа UA01.4601
2. Иногда в данную позицию вводится дополнительная информация обозначаемая несколькими цифрами, например: 1114ЕУ3 и Б1114ЕУ3-4

ВВЕДЕНИЕ

Источники питания за годы своего развития прошли путь от больших стоек, использующих электровакуумные лампы и опасные высокие напряжения, к сегодняшним компактным твердотельным блокам питания, выдающим более низкие и относительно безопасные постоянные напряжения. Так как источники питания и DC/DC-конвертеры очень широко используются в электронном оборудовании, то они составляют значительную долю мирового рынка электроники — более 8 миллиардов долларов ежегодно. Кроме того, эта доля возрастает вместе с общим увеличением мирового рынка электроники. Технология преобразователей вылилась не только в получение компактных твердотельных устройств, но в основном продвинулась от использования линейных источников питания к современным импульсным источникам питания, которые не только меньше и легче, но также намного эффективнее.

СРАВНЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ И ЛИНЕЙНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Хотя линейные источники питания имеют много полезных свойств, таких как: простота, низкие выходные пульсации и шум, превосходные значения нестабильности по напряжению и току и быстрое время восстановления, главным их недостатком является невысокий КПД.

Импульсные источники питания становятся популярными из-за высокой эффективности и высокой удельной мощности. При сравнении линейных и импульсных источников питания можно сделать следующие выводы. Нестабильность по напряжению и току обычно лучше у линейных источников питания, иногда на порядок величины, но в импульсных источниках питания часто используются линейные выходные стабилизаторы, улучшающие стабильность выходного напряжения.

Пиковые значения выходных пульсаций импульсных источников питания находятся в диапазоне 25...100 мВ (р-р), что значительно больше, чем у линейных источников питания. Необходимо заметить, что для импульсных источников питания значения пульсаций выходного напряжения нормируются от пика до пика (р-р), в то время как для линейных источников — в среднеквадратичных значениях (rms) (см. **Рис. 1**).

Рис. 1. Форма пульсаций выходного напряжения импульсного источника питания

Импульсные источники питания также имеют большую длительность переходных процессов, чем линейные, но имеют намного большее время удержания, что является очень важным в компьютерных применениях.

Наконец, импульсные источники питания имеют более широкий диапазон входных напряжений. Диапазон входных напряжений линейных источников питания обычно не превышает ±10% от номинального значения, что оказывает прямое влияние на КПД. У импульсных источников питания влияние диапазона входного напряжения на КПД очень незначительное или вообще отсутствует, и диапазон входных напряжений ±20% и более дает возможность работать при сильных изменениях напряжения сети.

КЛАССИФИКАЦИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Все рассматриваемые преобразователи напряжения являются вторичными источниками питания (ВИП), тогда как к первичным источникам относится сеть переменного тока (50/60 Гц), различные гальванические элементы (аккумуляторы), солнечные батареи и т.п. Соответственно, по типу входного и выходного напряжений импульсные вторичные источники питания можно разделить на:

- AC/AC-конвертеры;
- AC/DC-конвертеры (сетевые источники питания);
- DC/DC-конвертеры (преобразователи постоянного напряжения батареи гальванических или др. элементов или напряжения вторичного источника питания);
- DC/AC-конвертеры.

Основные термины и определения, используемые в этой книге, приведены в разделе "Термины и определения" в конце выпуска.

AC/AC-КОНВЕРТЕРЫ

В качестве AC/AC-конвертера может использоваться любой двухтактный импульсный преобразователь. К ним относятся, например, так называемые электронные трансформаторы, преобразующие напряжение сети 50/60 Гц в нестабилизированное низковольтное переменное напряжение для питания электролюминесцентных ламп. Как правило, они построены на базе недорогих двухтактных автогенераторных преобразователей напряжения без схемы (микросхемы) управления.

AC/DC-КОНВЕРТЕРЫ (СЕТЕВЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ)

Традиционные сетевые источники питания используют обычный низкочастотный трансформатор на 50/60 Гц совместно с выпрямителем, фильтром и линейным стабилизатором. Эти, все еще широко используемые, источники имеют КПД приблизительно 40...55% (См. выпуск "Микросхемы для линейных источников питания и их применение").

В основе сетевых источников питания лежит DC/DC-конвертер. Однако импульсные источники питания выпрямляют и фильтруют напряжение сети переменного тока без использования первичного трансформатора на 50/60 Гц. Полученный в результате этого постоянный ток коммутируется мощным ключом, а затем преобразуется высокочастотным трансформатором, и, наконец, выпрямляется и фильтруется снова.

Из-за высокой частоты переключения, которая составляет от 20 кГц до 1 МГц, трансформатор и конденсаторы фильтров имеют намного меньшие размеры, чем их эквиваленты для частоты 50/60 Гц. КПД импульсных источников питания может достигать 98%.

DC/DC-КОНВЕРТЕРЫ (ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННЫЙ ТОК/ПОСТОЯННЫЙ ТОК)

DC/DC-конвертеры используют принцип действия импульсных источников питания, но применяются для того, чтобы преобразовать одно напряжение постоянного тока в другое, обычно хорошо стабилизированное. Эти устройства используются там, где электронное оборудование должно питаться от батареи или другого автономного источника постоянного тока.

Интегральные DC/DC-конвертеры широко используются для преобразования и распределения постоянного напряжения питания (См. далее "Локальная шина питания"). Это напряжение питания обычно поступает в систему от сетевого источника питания или батареи. Оно может иметь стандартное значение 5, 12, 24, 48 В или быть любого другого номинала и полярности. Это напряжение может быть нестабилизированным и иметь значительную шумовую компоненту. Другое распространенное применение для DC/DC-конвертеров — это преобразование напряжения батареи в напряжение другого но-

минала, необходимое для питания различных схем. Типичные значения напряжения батареи обычно равны 1.5, 3.0, 3.6, 4.5, 6.3, 9. 12, 24, 48 В (DC), причем каждое используется для определенных применений. Однако напряжение батареи может изменяться в широких пределах. Например, напряжение двенадцативольтовой аккумуляторной батареи транспортного средства может подниматься до 15 В и выше во время зарядки и опускаться до 6 В при пуске двигателя. В таком случае для питания электронных схем требуется DC/DC-конвертер, чтобы из изменяющегося входного напряжения произвести устойчивое, хорошо стабилизированное выходное напряжение.

DC/AC-КОНВЕРТЕРЫ

Предназначены для получения переменного питающего напряжения из постоянного, в элвктротехнике называются инверторами (не путать с инвертирующими DC/DC-преобразователями, которые преобразуют положительное входное напряжение в отрицательное выходное или логическими инверторами).

В **Табл. 1** приведена условная классификация импульсных преобразователей по схеме построения, которая должна в известной мере облегчить понимание изложенного в дальнейшем материала.

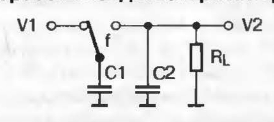
Классификация импульсных преобразователей по схеме построения

Импульсные преобразователи								
Емкостные преобразователи	Индуктивные преобразователи							
	Без гальванической развязки			С гальванической развязкой				
				Однотактные		Двухтактные		Резонансные
	Повышающие (Boost)	Понижающие (Buck)	Инвертирующие	Прямоходовые (forward)	Обратноходовые (flyback)	Мостовые	Полумостовые	

КОНДЕНСАТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Принцип работы преобразователей на коммутируемых (переключаемых) конденсаторах можно понять из следующей схемы.

Рис. 2. Принцип работы конденсаторного преобразователя



Когда ключ находится в левом положении, конденсатор заряжается до напряжения V1. Общий заряд q1 = C1V1. В правом положении ключа конденсатор разряжается до напряжения V2, после чего заряд на конденсаторе равен q2 = C1V2. От источника V1 на выход V2 передан заряд

$$\Delta q = q1 - q2 = C1(V1 - V2).$$

При скорости переключения f раз в секунду передача заряда в единицу времени, т.е. ток, составит:

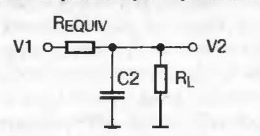
$$I = f \times \Delta q = f \times C1(V1 - V2) = \left(V1 - V2\right)/\left(\frac{1}{fC1}\right) = \frac{(V1 - V2)}{R_{EQUIV}},$$

где

$$R_{EQUIV} = \frac{1}{fC1}.$$

Таким образом, эквивалентная схема конденсаторного преобразователя, как показано на **Рис. 3**:

Рис. 3. Эквиаалентная схема конденсаторного преобразователя



Потери, и следовательно КПД, определяются выходным сопротивлением. С уменьшением частоты растет эквивалентное сопротивление, и КПД падает. При значительном увеличении частоты КПД также снижается, что вызвано потерями на переключение. Данные потери существуют в каждом цикле переключения, и, будучи умноженными на рабочую частоту, дают ток потерь. При значительном увеличении частоты потери переключения становятся определяющими, и КПД снижается.

Для точного расчета схемы следует учитывать также конечное сопротивление ключа, пульсации выходного напряжения и т.д.

В реальных схемах ключевых элементов может быть несколько, что позволяет повышать, понижать и инвертировать напряжение. Преобразователи на переключаемых конденсаторах часто используются с последующим линейным стабилизатором, что позволяет существенно повысить стабильность выходного напряжения.

ИНДУКТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

В индуктивных преобразователях напряжения в качестве энергонакопительного элемента используется индуктор (дроссель или трансформатор). Трансформаторный преобразователь может быть получен на основе любого генератора с выходным трансформатором. На практике для получения эффективного источника питания используются прямоходовые и обратноходовые преобразователи со схемой управления.

Использование дросселя позволяет получить недорогое и эффективное решение импульсного источника питания, но при этом исключается гальваническая развязка выходной и входной цепи.

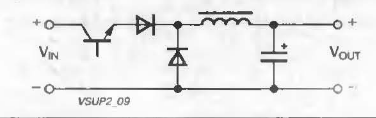
Кратко рассмотрим преобразователи напряжения с использованием дросселя. Для простоты на них не показаны выпрямитель и сглаживающий фильтр.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ С ДРОССЕЛЕМ В КАЧЕСТВЕ ЭНЕРГОНАКОПИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА

Понижающий преобразователь (buck)

Первая схема — это так называемый понижающий стабилизатор или стабилизатор понижающего типа.

Рис. 4. Упрощенная схема понижающего стабилизатора



Понижающий стабилизатор работает подобно прямоходовому (см. ниже) преобразователю за исключением того, что в нем не ис-

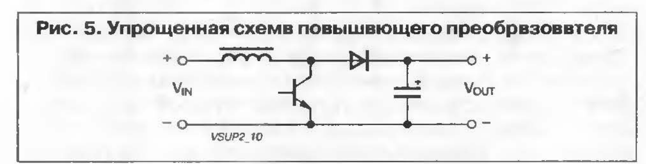
пользуется трансформатор и не имеется гальванической развязки входа и выхода схемы. Входное напряжение постоянного тока преобразуется в более низкое значение с помощью ключа, управляемого ШИМ-модулятором. Эта схема часто выступает в качестве высокоэффективного стабилизатора с тремя выводами.

В связи с бурным развитием микропроцессорной техники появились мощные понижающие стабилизаторы для питания быстродействующих процессоров типа Pentium Pro™, Pentium II™, Pentium III™ и др. При снижении выходного напряжения определяющую роль начинают играть потери на диоде Шоттки. Его замена на МОП-транзистор с малым сопротивлением открытого канала в режиме синхронного выпрямления позволила значительно повысить выходной ток при высоком уровне КПД. Такие схемы получили название синхронные выпрямители. В отличие от обычного двухтактного выходного каскада, для предотвращения сквозных токов в них предусмотрено так называемое время неперекрытия — время между открытым состоянием верхнего и нижнего ключевых транзисторов.

Повышающий стабилизатор (boost)

Схема повышающего стабилизатора, показанная на **Рис. 5**, работает подобно схеме понижающего стабилизатора, за исключением того, что выходное напряжение выше, чем входное.

Рис. 5. Упрощенная схема повышающего преобразователя



Фактически выходное напряжение равно входному напряжению плюс напряжение, определяемое переключением транзистора.

Инвертирующий преобразователь (inverter)

Инвертирующий преобразователь можно получить из схемы понижающего преобразователя, при этом соответствующим образом должно быть преобразовано напряжение обратной связи.

ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

При выборе конкретной схемы преобразователя можно воспользоваться **Рис. 6** [1].

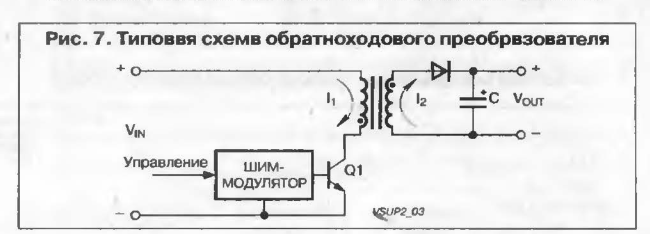
Рис. 6. Выбор типа преобразователя в зависимости от входного напряжения и выходной мощности

Как видно из рисунка, в области малых значений выходной мощности применяются обратноходовые преобразователи, причем с ростом напряжения питания увеличивается и мощность, которую преобразователь может отдать в нагрузку. С ростом выходной мощности целесообразно перейти на прямоходовую схему построения преобразователя. Еще большие мощности могут обеспечить только двухтактные преобразователи напряжения.

Обратноходовой преобразователь

Основная схема маломощного импульсного источника питания — это обратноходовой преобразователь, показанный на **Рис. 7**.

Рис. 7. Типовая схема обратноходового преобразователя

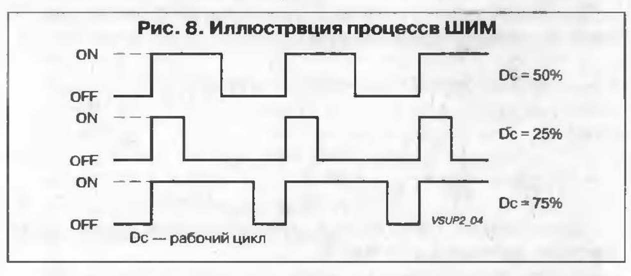


Эта схема преобразует одно постоянное напряжение в другое, регулируя выходное напряжение посредством либо широтно-импульсной модуляции (ШИМ), либо частотно-импульсной модуляции (ЧИМ). Модуляция ширины импульса — это метод управления основанный на изменении отношения длительности открытого состояния ключа к закрытому при постоянной частоте. В обратноходовом преобразователе длительность открытого состояния ключа больше длительности закрытого состояния для того, чтобы большее количество энергии было запасено в трансформаторе и передано в нагрузку. Обратноходовой преобразователь работает следующим образом. Ключевой транзистор Q1 управляется схемой ШИМ-модулятора. Когда Q1 открыт, ток в первичной обмотке трансформатора линейно увеличивается. Этот трансформатор фактически является дросселем со вторичной обмоткой и, в отличие от нормального трансформатора, накапливает в себе существенную энергию.

Когда транзистор Q1 закрывается, магнитный поток в сердечнике трансформатора начинает уменьшаться, и это вызывает ток I_2, текущий в цепи вторичной обмотки.

Ток I_2 заряжает конденсатор C и также течет в нагрузку. На **Рис. 8** показаны импульсы токов I_1 и I_2 во время открытого и закрытого состояния ключевого транзистора.

Рис. 8. Иллюстрация процесса ШИМ



Ток I_1 течет во время открытого состояния, а ток I_2 во время закрытого и поддерживает постоянное напряжение на конденсаторе C. Если выходная нагрузка увеличивается, необходимо только увеличить длительность открытого состояния транзистора Q1, во время которого ток I_1 достигнет более высокого значения, что создаст в результате более высокий ток I_2 во вторичной обмотке во время закрытого состояния ключа. И наоборот, при уменьшении нагрузки ток I_2 уменьшает свое значение.

Если выходное напряжение сравнить с опорным напряжением и полученной разностью управлять ШИМ-модулятором, получается замкнутая петля обратной связи, а схема автоматически сохраняет постоянное значение выходного напряжения.

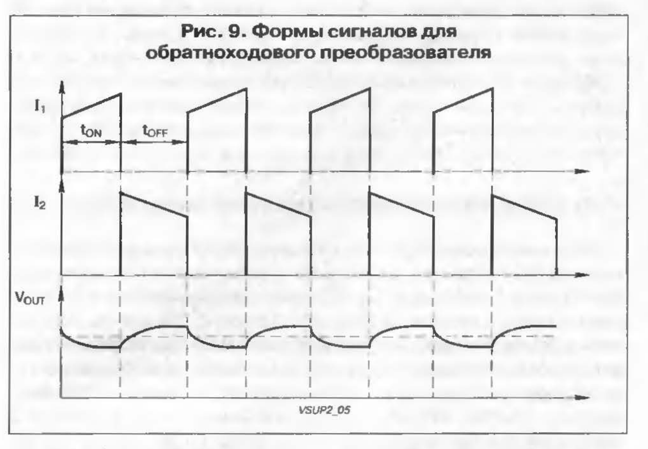
Идеальная схема обратноходового преобразователя не имеет потерь, так как в любое время переключающий элемент имеет или ну-

левое напряжение, или нулевой ток. На практике, однако, имеются некоторые потери переключения и проводимости в транзисторе Q1 и также потери в трансформаторе, диоде и конденсаторах. Но эти потери невелики по сравнению с потерями в схеме преобразователя.

Обратноходовой преобразователь напряжения сети

Более полная схема обратноходового преобразователя, непосредственно подключенного к сети переменного тока, основанная на схеме типового обратноходового преобразователя, показана на **Рис. 9.**

Рис. 9. Формы сигналов для обратноходового преобразователя



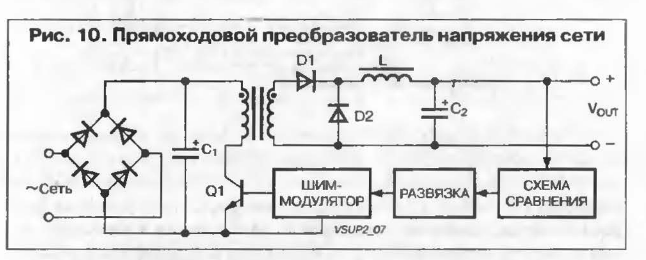
Необходимо обратить внимание на то, что преобразователь питается напряжением, полученным выпрямлением напряжения сети переменного тока без использования трансформатора.

На этой схеме также показана петля обратной связи, по которой сигнал с выхода подается назад на ключевой транзистор. Эта петля обратной связи должна иметь изоляцию для того, чтобы выходная линия постоянного тока была гальванически развязана от сети переменного тока, что обычно выполняется с помощью маленького трансформатора или оптопары.

Прямоходовой преобразователь

Другая популярная конфигурация импульсного источника питания известна как схема прямоходового преобразователя и показана на **Рис. 10**.

Рис. 10. Прямоходовой преобразователь напряжения сети



Хотя эта схема очень напоминает обратноходовую схему, имеются и некоторые фундаментальные различия. Прямоходовой преобразователь накапливает энергию не в трансформаторе, а в выходной катушке индуктивности (дросселе). Точки, обозначающие начало обмоток на трансформаторе, показывают, что, когда ключевой транзистор открыт, во вторичной обмотке появляется напряжение, и ток течет через диод D1 в катушку индуктивности. У этой схемы большая продолжительность открытого состояния ключа относительно закрытого состояния, более высокое среднее напряжение во вторичной обмотке и более высокий выходной ток.

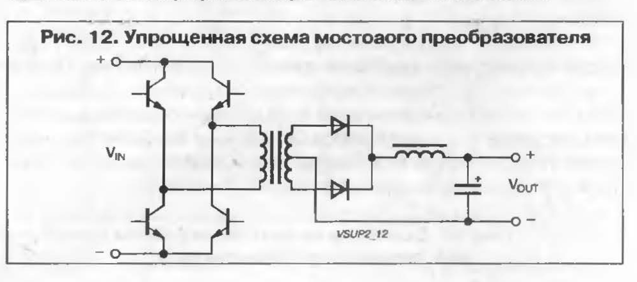
Когда транзистор Q1 закрывается, ток в катушке индуктивности не может измениться мгновенно и продолжает течь через диод D2. Таким образом, в отличие от обратноходовой схемы, ток от элемента, сохраняющего энергию, течет во время обеих половин цикла переключения. Поэтому прямоходовой конвертер имеет более низкое напряжение выходных пульсаций, чем обратноходовая схема при тех же самых выходных параметрах.

Двухтактные преобразователи

Выходные каскады двухтактных преобразователей могут быть выполнены по схеме со средней точкой первичной обмотки трансформатора, мостовой и полумостовой схемам.

Преобразователи с выводом средней точки первичной обмотки трансформатора (**Рис. 11**), которые являются разновидностью прямоходового преобразователя, за исключением того, что оба ключа включены в цепь первичной обмотки трансформатора. В данной схеме к закрытому транзистору прикладывается удвоенное напряжение питания, что является существенным недостатком схемы. Такая схема преобразователя применяется при низком аходном напряжении.

Рис. 11. Упрощенная схема двухтактного преобразователя с выводом средней точки первичной обмотки трансформатора



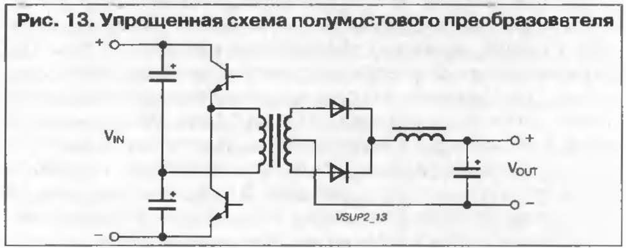
В преобразователе мостового типа (**Рис. 12**) напряжение на закрытом тарнзисторе равно напряжению источника питания.

Рис. 12. Упрощенная схема мостоаого преобразователя

В обеих описанных схемах для стабильной работы преобразователя необходимо обеспечить симметричность работы выходного каскада, иными словами, исключить токи подмагничивания трансформатора.

Полумостовая схема преобразователя содержит емкостной делитель, напряжение на конденсаторах равно половине напряжения питания. К закрытому транзистору прикладывается напряжение, равное напряжению питания. Ток коллектора ключевого транзистора при одинаковой мощности в нагрузке будет в два раза больше, чем в мостовой схеме и схеме со средней точкой. Достоинством полумостовой схемы является отсутствие подмагничивания трансформатора.

Рис. 13. Упрощенная схема полумостового преобразовател



РЕЗОНАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Очевидное стремление уменьшить габаритные размеры источников питания путем увеличения рабочих частот преобразователей наталкивается на определенные трудности, связанные с увеличением потерь при переключении. Один из путей решения этой проблемы состоит в том, чтобы использовать один из вариантов схемотехники так называемого резонансного (квазирезонансного) преобразователя. Использование резонансной схемы, состоящей из конденсатора и индуктивности, делает напряжение на ключе или ток через ключ равными нулю прежде, чем ключ перейдет в состояние ОТКРЫТО или ЗАКРЫТО. Соответствующие схемы получили название ключей с переключением при нулевом токе (ZCS — Zero Current Switch) или нулевом напряжении (ZVS — Zero Voltage Switch).

Рис. 14. Функциональные схемы силовых ключей для резонансных преобразователей

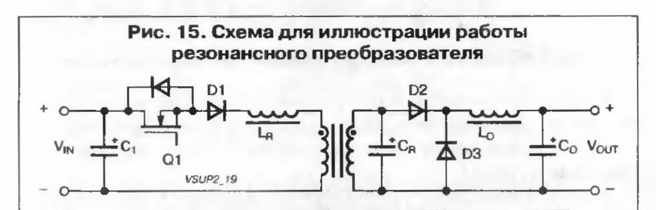
S, L_P, C_P а) б)

а) переключение при нулевом токе
б) переключение при нулевом напряжении

Схемы ZVS и ZCS выпускаются в виде самостоятельных приборов, используемых, например, для управления тиристорами или симисторами, и используются как составные части резонансных преобразователей и корректоров мощности. Это устраняет большинство потерь переключения и может устранять потери, обусловленные емкостью ключа или потерями индуктивности рассеивания, описанными далее.

Упрощенное схемное решение резонансного конвертера, работающего при нулевом токе переключения, показано на **Рис. 15**. Эта схема является измененной версией прямоходового преобразователя, где простой транзисторный ключ заменен резонансным ключом, состоящим из компонентов Q1, D1, L_R и C_R. Заметим, что в качестве резонансной индуктивности может использоваться даже одна индуктивность рассеивания трансформатора.

Рис. 15. Схема для иллюстрации работы резонансного преобразователя



Первоначально транзистор закрыт. Выходной ток течет через диод D3 и выходной дроссель L_O в нагрузку. Энергия черпается от магнитного поля в дросселе L_O. В некоторый момент времени, определяемый схемой управления, ключ Q1 открывается. Ток в индуктивности L_R начинает увеличиваться и, так как этот ток вызывает ток во вторичной обмотке трансформатора, ток через диод D3 начинает сокращаться, а через диод D2 увеличиваться. Когда ток в дросселе L_O будет полностью определяться током через диод D2, напряжение на вторичной обмотке трансформатора начинает повышаться. Это повышение и последующее понижение происходят по синусоидальному закону, потому что L_R и C_R образуют резонансную схему. В это время ток в индуктивности L_R увеличивается до максимального значения и уменьшается до нуля, также по синусоидальному закону. В тот момент, когда ключ Q1 закрывается, диод D1 предотвращает обратный ток через Q1, который был бы иначе вызван продолжающимся резонансным процессом в L_R и C_R.

Когда ток в L_R становится равным нулю, выходной ток течет через дроссель L_O, диод D2 и емкость C_R. Емкость C_R быстро разряжается и тогда выходной ток снова начинает протекать через D3 и L_O. На этом один резонансный цикл заканчивается, и с открывания ключа Q1 начинается следующий цикл. Так как транзистор открывается при токе, равном нулю, потери на переключение снижаются. В связи с тем, что передача тока от диода D2 к D3 и наоборот замедлена присутствием индуктивности L_R и емкости C_R, снижение потерь переключения также наблюдается и в этих компонентах.

Однако, так как время от момента включения до момента выключения транзистора определяется собственной частотой резонансной схемы, выходное напряжение может управляться только изменением времени нахождения транзистора в закрытом состоянии и, следовательно, изменением частоты переключения схемы.

Наличие синусоидальных токов в системе означает увеличение пиковых значений токов, которые будут увеличивать потери проводимости относительно схемы эквивалентного источника питания с прямоугольными колебаниями.

ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С НЕСКОЛЬКИМИ ВЫХОДАМИ

Большинство импульсных источников питания имеют больше одного выхода. Например, для большинства источников питания цифровых схем в дополнение к выходному напряжению +5 В могут иметься выходы на напряжения +12, −12, +24 и −5 В. Эти выходы используются в системах для питания всевозможных устройств типа формирователей сигналов для гибких и жестких дисков, принтеров, видеотерминалов, интерфейсов типа RS-232 и различных аналоговых схем. На **Рис. 16** показан обратноходовой преобразователь с несколькими выходами.

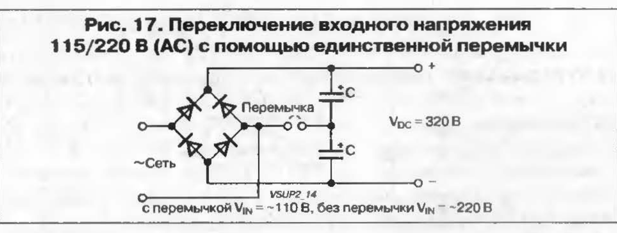
Рис. 16. Обратноходовой преобразователь с несколькими выходами

Напряжение обратной связи снимается с выхода +5 В и подается на ШИМ-модулятор, таким образом стабилизируя всю схему. Это означает, что вспомогательные выходы не стабилизируются в той же мере, как главный выход +5 В. В некоторых применениях типа двигателя дисковода это не важно. В других, более критичных применениях, на вспомогательные выходы устанавливают линейные стабилизаторы, как показано на **Рис. 16,** чтобы обеспечить лучшую стабилизацию. Стандартные импульсные источники питания обычно имеют до пяти различных выходов.

УСТАНОВКА ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Как правило, многие импульсные источники питания имеют выбираемые диапазоны напряжения сети переменного тока номиналом 110 или 220 В. На **Рис. 17** показано, как просто это можно реализовать.

Рис. 17. Переключение входного напряжения 115/220 В (АС) с помощью единственной перемычки



При работе от напряжения сети 220 В или в диапазоне 180...260 В перемычка удалена, и получается схема двухполупериодного выпрямителя с конденсаторным фильтром. Однако, при работе от напряжения 110 В или 90...130 В перемычка находится на месте, и оба конденсатора поочередно заряжаются во время каждого полупериода, образуя схему удвоителя напряжения.Очевидное преимущество этого типа схемы состоит в том, что она позволяет с помощью единственной перемычки выбрать американский или европейский диапазон входного напряжения сети.

ЛОКАЛЬНАЯ ШИНА ПИТАНИЯ (РАСПРЕДЕЛЕННОЕ ПИТАНИЕ)

Использование DC/DC-конвертеров для распределения местного питания показано на **Рис. 18**. Здесь источник питания системы работает на стабилизированную шину питания напряжением 5 В, которая обычно подводится к ряду отдельных плат. Каждая плата системы, кроме питания логических схем, требует +12 В (DC), +15 В (DC) или других напряжений для питания операционных усилителей, АЦП, ЦАП, индикаторов и других схем. Поэтому каждая плата

Рис. 18. Подключение потребителей к локвльной шине питания

ИВП
− +
Локальная шина питания 5 В
DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ
+15 В
Общий
−15 В
Локальный потребитель
VSUP2_15
К другим потребителям

системы может иметь один или больше DC/DC-конвертеров, использующих напряжение пятивольтовой шины питания как входное и производящих другие напряжения, необходимые для конкретных устройств на плате.

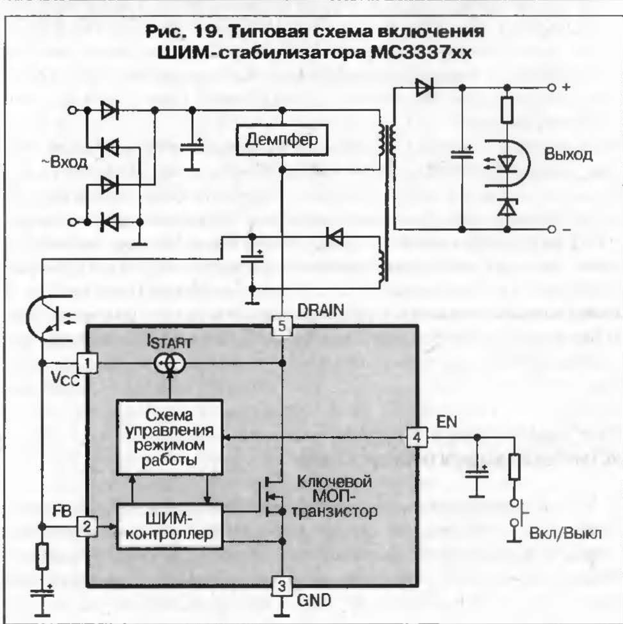
ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

В последнее время на рынке полупроводниковых приборов появились микросхемы импульсных стабилизаторов со встроенным высоковольтным ключевым МОП-транзистором для использования в сетевых источниках питания. Это — сложные ШИМ-контроллеры с полным набором защитных функций, позволяющие реализовать однотактный прямоходовой или обратноходовой преобразователь с гальванической развязкой выхода. Ниже приведена сравнительная таблица подобных приборов, выпускаемых разными фирмами.

Табл. 2. Сравнительная таблица высоковольтных ШИМ-стабилизаторов

Фирма	Серия	Частота, [кГц]	Рабочий цикл	Порог пониженного напряжения, [В]	Напряжение запуска, [В]	Нормированные параметры лавинного пробоя	Корпус
Fairchild	KA1Hxxx	Фикс. 100	67% (max)	10	15	нет	TO-220F-4
	KA1Lxxx	Фикс. 50	67% (max)	10	15	нет	TO-220F-4
	KA1Mxxx	Фикс. 70	67% (max)	10	15	нет	TO-220F-4
Infineon Technologies	TDA1683x	Фикс. 100	48% (max)	9	12	есть	DIP-8, DIP-14, DIP-20, DSO-20, TO-220-7
ON semiconductor	MC3337xx	Фикс. 100	1.7...67%	4.7	5.7	нет	DIP-8, TO-220-5
Power Integrations	TOPxxx	Фикс. 100	1.7...67%	4.7	5.7	нет	TO-220-3, DIP-8, SMD-8, DIP-8
ST Microelectronics	VIPerxxx	Задается RC-цепью	0...90%	8	11	есть	PowerSO-10, DIP-8, PENTAWATT

Рис. 19. Типовая схема включения ШИМ-стабилизатора MC3337xx



Каждая фирма выпускает целое семейство микросхем с выходной мощностью построенного на них источника питания до 200 Вт.

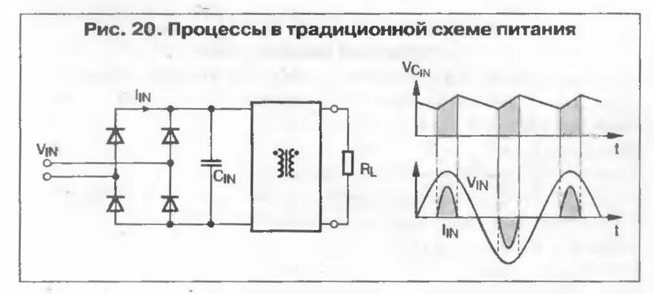
На **Рис. 19** приведена типовая схема включения микросхем серии MC3337xx фирмы ON Semiconductor.

КОНТРОЛЛЕРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

В восьмидесятые годы за рубежом стало использоваться много микросхем так называемых контроллеров (или корректоров) коэффициента мощности (ККМ). Эти микросхемы используются в импульсных источниках питания и предназначены для решения проблем электромагнитной совместимости устройств с питанием от сети переменного тока. Стандарт МЭК IEC 1000-3-2 (более ранний IEC 555-2) предъявляет жесткие требования к потребителям энергии по коэффициенту мощности и гармоническому составу потребляемого тока. Государственные стандарты нашей страны постоянно приводятся в соответствие со стандартами МЭК, поэтому задача улучшения качества потребляемой мощности становится весьма актуальной и для отечественных источников питания.

Коэффициент мощности (отношение активной составляющей мощности к суммарной мощности) имеет низкое значение для схем с ярко выраженной реактивной нагрузкой: светильники с лампами дневного света и балластным дросселем, электродвигатели и т.д. Большинство источников питания и полупроводниковых балластов

Рис. 20. Процессы в традиционной схеме питания



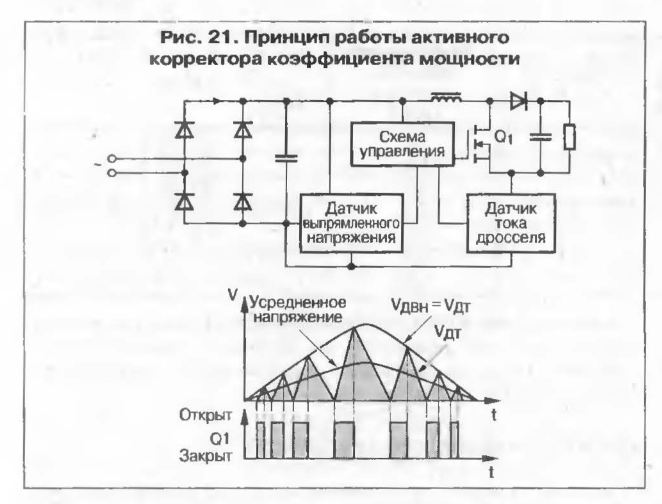
до последнего времени использовали на входе мостовой выпрямитель и фильтрующий конденсатор.

Потребляемый от сети ток в этом случае имеет импульсный (не синусоидальный) характер, что приводит к высокому проценту содержания высоких гармоник в токе и снижению коэффициента мощности, который составляет 0.5...0.7. [2]. Он может быть значительно увеличен с помощью дополнительных пассивных цепей с реактивными элементами и выпрямителями, работающими на сетевой частоте, однако для маломощных устройств этот способ нецелесообразен.

Возможность создания дешевого и экономичного корректора коэффициента мощности обеспечена высоким уровнем современного развития импульсных стабилизаторов.

Между сетевым выпрямителем и выходным преобразователем включается буферное устройство, формирующее синусоидальный входной ток и выполненное по схеме повышающего преобразователя (см. **Рис. 21**).

Рис. 21. Принцип работы активного корректора коэффициента мощности

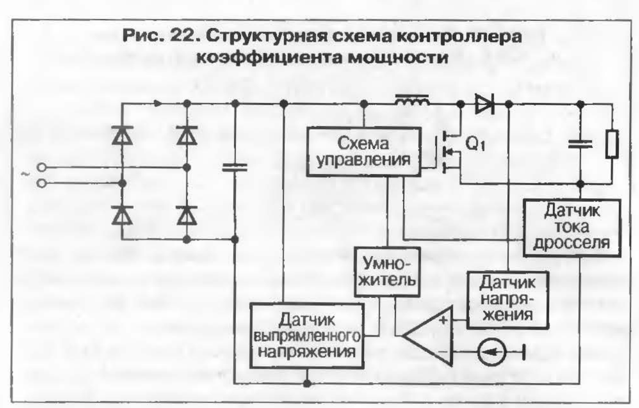


Формировать кривую входного тока можно с помощью двух датчиков: датчика тока дросселя и датчика выпрямленного напряжения. В приведенной схеме ключ открывается при нуле на входе датчика тока, а закрывается при равенстве выходного сигнала датчика тока ($V_{ДТ}$) и датчика выпрямленного напряжения ($V_{ДВН}$). В каждом цикле ток имеет треугольную форму, а его усредненное за период сетевого напряжения значение пропорционально среднему выпрямленному напряжению.

В реальных схемах используется более сложная структура (см. **Рис. 22**), которая устраняет зависимость выходного напряжения от тока нагрузки. При этом в схеме появляется блок умножителя сигналов, характерный только для ККМ.

Данная схема позволяет получать коэффициент мощности свыше 0.99 вплоть до мощностей 300 Вт. При больших мощностях используются дополнительные схемные решения.

Рис. 22. Структурная схема контроллера коэффициента мощности



Многие фирмы (Micro Linear, Infineon Technologies и др.) выпускают комбинированные микросхемы, объединяющие в одном корпусе ККМ и ШИМ-контроллер для получения законченного источника питания.

ПОСЛЕДНИЕ ДОСТИЖЕНИЯ В ПОСТРОЕНИИ ИВП

Одной из главных тенденций развития источников питания является увеличение удельной мощности (выходная мощность единицы объема источника питания). Удельная мощность источников питания, выполненных на линейных компонентах достигает 30 Вт/дм^3. К середине 80-х годов с помощью использования импульсных технологий это значение удалось поднять до 180 Вт/дм^3, а удельная мощность недавних изделий достигает 1000 Вт/дм^3. Удельная мощность изделий, выполненных по новейшим технологиям, достигает 2300 Вт/дм^3. Эти впечатляющие достижения были достигнуты при помощи комбинации различных методов:

- Повышение частоты переключения, что позволяет уменьшить размеры элементов, сохраняющих энергию, типа катушек индуктивности и конденсаторов. Размеры трансформаторов и фильтров также уменьшаются с увеличением частоты переключения.
- Использование технологии поверхностного монтажа и современных материалов подложек типа толстых пленок, керамических гибридных материалов и IMS (изолированных металлических подложек). Компоненты, предназначенные для технологии поверхностного монтажа, значительно меньше по размерам, чем их варианты для монтажа в отверстия; использование новых типов подложек решает проблемы отвода тепла от источников высокой температуры.
- Улучшение качества компонентов, например, использование конденсаторов, имеющих лучшие значения удельной емкости, использование в качестве ключей полевых транзисторов вместо биполярных и использование новейших ферритовых материалов, подходящих для работы на высоких частотах.Использование более высоких частот переключения предполагает некоторые проблемы. Они связаны с паразитными элементами схемы и другими явлениями, которые становятся более заметными при увеличении частоты переключения. Некоторые из них, перечислены ниже.

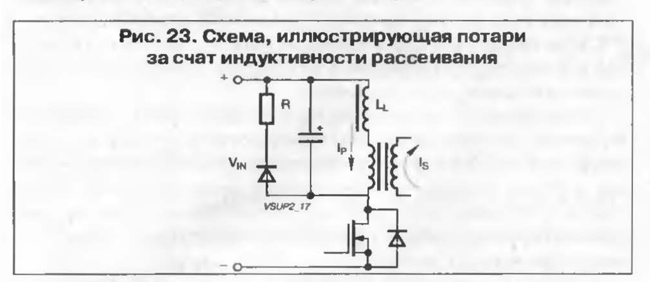
ПОТЕРИ ПРИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИИ

В импульсном источнике питания главный ключевой элемент — мощный полевой транзистор, который рассеивает некоторое количество энергии, переходя каждый раз из открытого состояния в закрытое и наоборот. Эти потери увеличиваются с увеличением частоты.

ПОТЕРИ ЗА СЧЕТ ИНДУКТИВНОСТИ РАССЕИВАНИЯ

Энергия из первичной обмотки трансформатора никогда не может быть передана без потерь во вторичную обмотку. Это показано на **Рис. 23** в виде индуктивности рассеивания L_L, включенной последовательно с идеальным трансформатором. Когда транзистор закрыт, энергия, накопленная в этой индуктивности, должна быть рассеяна в специальной схеме подавителя, как показано на рисунке. Эта энергия нагревает резистор схемы подавителя и тратится впустую. Потери за счет индуктивности рассеивания также увеличиваются с увеличением частоты переключения. Диод, показанный включенным параллельно с мощным полевым транзистором, является паразитным диодом этого транзистора.

Рис. 23. Схема, иллюстрирующая потари за счат индуктивности рассеивания



ПОТЕРИ ЗА СЧЕТ ЕМКОСТИ КЛЮЧА

Параллельно с транзистором на **Рис. 24** изображен конденсатор, представляющий паразитную емкость. Когда транзистор закрыт, эта емкость заряжена и содержит энергию. Когда транзистор открыт, эта энергия рассеивается на сопротивлении открытого ключа. Эти потери тоже увеличиваются с увеличением частоты.

Рис. 24. Схема, иллюстрирующая потери за счет емкости ключа

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

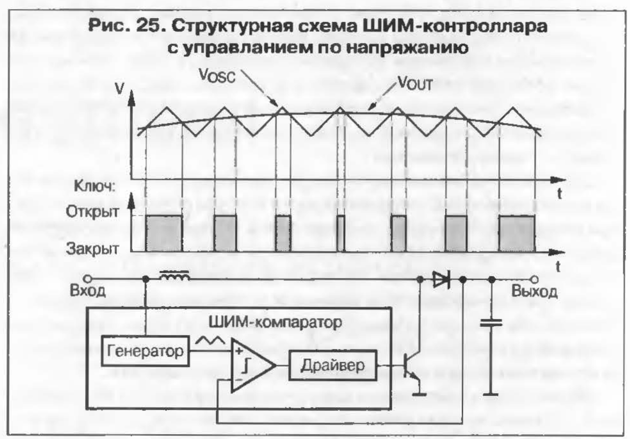
Микросхемы для импульсных источников питания (ИИП) развились на базе линейных стабилизаторов (см. LM100/300) и в настоящее время — это самостоятельное бурно развивающееся направление микроэлектроники. Сюда можно отнести и практически законченные 3-/4-выводные стабилизаторы напряжения с одним-двумя внешними элементами, и многовыводные контроллеры импульсных источников питания с несколькими выходными напряжениями, и микросхемы, включающие только отдельные блоки импульсного преобразователя: усилитель ошибки, усилитель-формирователь сигнала управления выходным транзистором (драйвер), различные датчики повышенного/пониженного напряжения и пр. В данной книге рассматриваются только полнофункционвльные контроллеры и стабилизаторы напряжения. Отметим, что разница между понятиями стабилизатор и контроллер (схема управления) довольно условна. Стабилизатором мы будем называть контроллер фиксированного выходного напряжения с встроенной петлей обратной связи (хотя практически любой стабилизатор напряжения можно использовать для получения другого, как правило, более высокого выходного напряжения) и внутренним ключевым транзистором (последнее условие также не всегда выполняется).

Микросхемы для ИИП часто привязаны к конкретной схемотехнике преобразователя. В большинстве случаев это означает, что они оптимизированы для данной схемы. Однако практически всегда эти микросхемы могут быть использованы и в другом включении, иногда с помощью дополнительных внешних компонентов. Например, повышающий преобразователь с внутренним ключевым транзистором легко можно использовать в схеме понижающего конвертера, используя внутренний ключ в качестве драйвера внешнего ключевого транзистора.

Чем больше выводов имеет микросхема, тем больше возможностей у разработчика при ее использовании.

Рассмотрим структуру схемы управления на примере простейшего ШИМ-контроллера.

Рис. 25. Структурная схема ШИМ-контроллара с управланием по напряжанию



Выходное напряжение сравнивается с сигналом на выходе генератора пилообразного напряжения (ГПН). Если выходное напряжение V_{OUT} превышает напряжение "пилы" V_{OSC}, ШИМ-компаратор вырабатывает сигнал управления выходным формирователем (драйвером), который открывает ключевой транзистор. Ключевой транзистор закрывается, когда выходное напряжение меньше пилообразного напряжения.

МОДУЛЯТОР

В приведенном примере для управления ключевым транзистором использовалась широтно-импульсная модуляция — ШИМ (PWM — Pulse Width Modulation), при которой частота следования импульсов постоянна, а изменяется длительность импульса [3]. Это наиболее распространенный метод управления импульсными источниками питания, позволяющий эффективно фильтровать помехи, вызванные переключением. Простотой реализации отличается частотно-импульсная модуляция — ЧИМ (VFM — Variety Frequency Modulation), когда меняется частота следования импульсов, а постоянным остается длительность импульса или паузы, соответственно, открытого (On-Time) и закрытого (Off-Time) состояния ключа. Более сложный алгоритм управления получается при частотно-широтной модуляции — ЧШИМ (PFM — Pulse Frequency Modulation), когда изменяются все три параметра: частота, время импульса и время паузы. К последнему типу относится также наиболее простой тип — релейные преобразователи.

В последнее время все больше микросхем использует комбинированные режимы управления: при большой и средней нагрузке ШИМ, а на слабой нагрузке ЧШИМ. Многие фирмы называют этот режим прерывистым режимом или режимом с пропуском импульсов.

КОНТУР ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Схемы управления различаются типом контура обратной связи. Например, в приведенной на **Рис. 25** схеме — это обратная связь по напряжению (voltage mode). Слежение может осуществляться за мгновенным значением выходного напряжения, и переключения происходят при достижении контролируемой величиной заданных

верхнего и нижнего уровней. Такой алгоритм реализует двухпозиционное или релейное управление. Можно следить лишь за одним уровнем, например верхним, а открывать ключ можно с фиксированной частотой от специального генератора, или использовать схему, приведенную на **Рис. 25**. При этом мы получим систему однопозиционного управления. С этим способом управления связано применение компараторов в цепи обратной связи. Такая схема управления обладает хорошим быстродействием, однако высокий уровень пульсаций не позволяет обеспечить высокую стабилизацию выходного напряжения. Значительно повысить точность стабилизации позволяют системы с компенсационным управлением, основанные на усилении сигнала рассогласования и следящие за усредненным значением выходного напряжения. При этом напряжение обратной связи подается на усилитель ошибки с большим коэффициентом усиления, требующий цепей частотной коррекции. Соответственно, ухудшаются быстродействие и динамические параметры схемы управления.

Для обеспечения высокого быстродействия требуется введение дополнительного быстродействующего контура обратной связи. Так, при токовом методе управления вводится дополнительная обратная связь по току (ДОСТ). При этом в качестве источника пилообразного напряжения используется ток через индуктивный элемент схемы (дроссель, трансформатор). Данная конструкция имеет встроенное ограничение тока ключа в каждом рабочем цикле, обладает быстрой реакцией на изменения входного напряжения, но по-прежнему имеет сравнительно низкое быстродействие по току нагрузки.

Фирма Cherry предложила свое решение, назвав его V^2-управление. В данном методе в качестве источника пилообразного напряжения используется выходное напряжение до его фильтрации, т.е. вводится второй быстродействующий контур обратной связи по напряжению. V^2-управление позволяет получить очень быстрый отклик на изменение как входного напряжения, так и тока нагрузки, и применяется в источниках питания современных микропроцессоров.

ВЫХОДНОЙ КАСКАД

Схема построения выходного каскада во многом определяет применение микросхем для источников питания. Выходной каскад может служить как драйвером — формирователем сигнала управления внешним выходным транзистором, так и непосредственно ключевым элементом в составе импульсного источника питания. Количество внешних выводов выходного каскада определяет степень свободы разработчика при использовании конкретной микросхемы. Так схемы с одним драйвером позволяют управлять однотактным одноканальным конвертером с изолированной или неизолированной нагрузкой.

Драйверы внешних ключей оптимизированы для управления внешним биполярным или полевым транзистором. Наиболее распространенные схемы управления приведены на **Рис. 26**.

Рис. 26. Квазикомплементарные (тотемные) выходные каскады

В них используются два транзистора, один из которых обеспечивает ток управления в открытом состоянии ключа, а второй создает низкоомную цепь сброса заряда при закрытии ключа. В зарубежной литературе такую квазикомплементарную схему называют тотемной (totem pole). Тотемный выходной каскад может использоваться в качестве ключевого элемента.

Токи выходных каскадов изменяются в зависимости от типа схемы в диапазоне от 10 мА до 7 А. Допустимое напряжение драйверов в большинстве микросхем не превосходит 40...60 В, но имеются и высоковольтные схемы. Например, импульсные стабилизаторы семейства PWRTop фирмы Power Integration или SPS фирмы Fairchild имеют встроенный ключевой транзистор с допустимым напряжением стока до 700 В.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ БЛОКИ МИКРОСХЕМ

Современные микросхемы, за исключением простейших, содержат другие блоки, обеспечивающие надежную работу схемы управления. Кратко рассмотрим наиболее часто встречающиеся блоки.

Схема защиты от пониженного напряжения питания (UVLO —Under Voltage LockOut). При пониженном входном напряжении увеличивается среднее значение входного тока, а соответственно, температура и потери в выходном транзисторе и трансформаторе.

Схема защиты от перенапряжения (OVP — Over Voltage Protection). Блок содержит пороговое устройство, которое определяет аварийное превышение напряжения.

Схема защиты от короткого замыкания по выходу (SCP — Short Circuit Protection). Короткое замыкание характеризуется большой крутизной нарастания тока и большими тепловыми потерями в полупроводниковых приборах. Схема защиты, как правило, делает несколько попыток перезапуска схемы через фиксированные интервалы, после чего микросхема отключается, и для ее включения требуется внешнее воздействие (снятие и подача питания).

Защита от перегрузки по току (OCP — Over Currenr Protection). Эта защита предполагает не слишком большие отклонения от рабочего диапазона тока. Схема защиты ограничивает ток ключа, уменьшая рабочий цикл, при этом воздействие может производиться на любой блок в цепи обратной связи: генератор, схему сравнения, ШИМ-компаратор и пр.

Защита от перегрева (TSD — Thermal ShutDown). Перегрев может возникнуть по разным причинам: от повышения температуры среды, увеличения потерь в элементах, ухудшении теплоотвода. Работа схемы блокируется до восстановления нормальной температуры. Датчик перегрева часто имеет характеристику с гистерезисом.

Мягкий запуск (SS — Soft Start). При включении питания выходная емкость схемы не заряжена, и импульсный стабилизатор практически работает на короткозамкнутую нагрузку. Для избежания нежелательных перегрузок выходное напряжение схемы должно повышаться постепенно, что и обеспечивает схема мягкого запуска. Постоянная времени мягкого запуска обычно устанавливается конденсатором мягкого запуска, включенным в цепь обратной связи.

Маскирование переднего фронта импульса тока (LEB — Leading Edge Blanking). Ключевой МОП-транзистор имеет большую входную емкость. При его включении через драйвер протекает большой импульсный ток длительностью до нескольких десятков наносекунд. На это время целесообразно выключать схему защиты от перегрузки по току, что и производит схема LEB.

AC/DC-КОНВЕРТЕРЫ (ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК/ПОСТОЯННЫЙ ТОК)

Однокристальные AC/DC-конвертеры применяются обычно в недорогих системах, работающих от сети переменного тока, потребляющих небольшой ток (до 100 мА) и не предъявляющих высоких требований к качеству питающего напряжения. Основной недостаток подобных устройств — это отсутствие гальванической развязки выходного напряжения от напряжения сети. Как правило AC/DC-конвертеры обеспечивают одно, максимум два выходных напряжения, что иногда затрудняет их использование в источниках питвния.

Литература

1. Гореславец А., Бахметьев А. "Импульсные источники питания", Chip News, 1996, № 8-9.

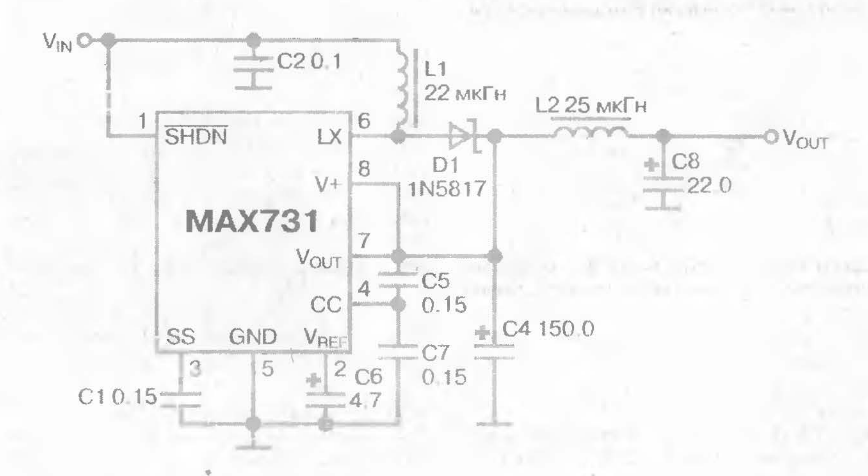
2. Иванов В., Панфилов Д. "Типовые схемы корректоров коэффициента мощности", Chip News, 1997, № 9-10.

3. Иванов В., Панфилов Д. "Микросхемы управления импульсными стабилизаторами фирмы Motorola", Chip News, 1998, № 1.

AC/DC-КОНВЕРТЕРЫ

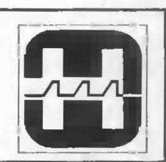
В данный раздел вошли полупроводниковые микросхемы маломощных преобразователей напряжения, которые допускают непосредственное, без выпрямительного моста, подключение на вход переменного сетевого напряжения.

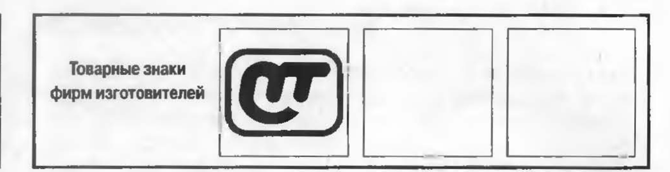
1



AC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ 1182ЕМ1

Аналог
HV-2405E





ОСОБЕННОСТИ

- Широкнй диапазон входных напряжений .... 18...264 В (rms)
- Широкий диапазон входных частот .... 48...400 Гц
- Макснмапьный выходной ток .... 50 мА
- Величина выходного напряжения .... 5...24 В
- Нестабильность по току н напряжению .... < 5%
- Встроенные схемы защиты от перенапряжения и КЗ
- Диапазон ребочих температур .... 0...+70°C

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

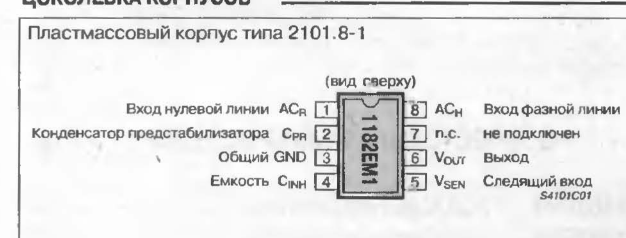
Микросхема 1182ЕМ1 представляет из себя преобразователь напряжения сети переменного тока в постоянное напряжение от 5 до 24 В (так называемый AC/DC-преобразователь) и предназначена для использования в компактных источниках тока, высокоэффективных регуляторах для систем управления, системах резервного электропитания и вспомогательных источниках питания.

Прибор 1182ЕМ1 выпускается в пластмассовом корпусе типа 2101.8-1

ТИПОНОМИНАЛЫ

КР1182ЕМ1
С-61

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы HV-2405E, См. стр. 25.

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеют отличий от схем включения HV-2405E, См. стр. 30-31.

HV-2405E

ОДНОКРИСТАЛЬНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- **Прямое преобразование переменного тока в постоянный**
- **Широкий диапазон входных напряжений .... 18...264 В (rms)**
- **Возможно несколько выходных напряжений**
- **Гарантируемый выходной ток .... 50 мА**
- **Различные значения выходного напряжения .... 5...24 В**
- **Нестабильность по току и напряжению .... < 2%**
- **Изделие сертифицировано организацией UL .... файл #E130808**

ПРИМЕНЕНИЯ

- **Компактный дешевый источник питания для неизолированных применений**
- **Контрольные приборы**
- **Зарядные устройства**
- **Источник питания для схем управления двигателями**
- **Вспомогательное питание для импульсных источников питания**

ПРЕДОСТЕРЕЖЕНИЕ: Это изделие не обеспечивает гальваническую развязку от сети переменного тока!

ТИПОНОМИНАЛЫ

HV3-2405E-5 .... 0...75°C
HV3-2405E-9 .... –40...85°C

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема HV-2405E — это однокристальный источник питания, который может выдавать напряжение от 5 до 24 В при выходном токе до 50 мА. Для получения компактного, легкого, дешевого и эффективного источника питания необходимо только несколько недорогих внешних компонентов. Прибор HV-2405E заменяет собой трансформатор, выпрямитель и стабилизатор напряжения. Этот кристалл сделан при помощи нового процесса высоковольтной диэлектрической изоляции фирмы Harris. Изоляция кристалла, выполненная по этому процессу, имеет высокое напряжение пробоя (500 В), что позволяет подключать схему непосредственно к сети переменного тока.

Широкий диапазон входного напряжения делает микросхему HV-2405E превосходным выбором для использования в оборудовании, которое должно работать при напряжении сети от 120 до 240 В. В отличие от других AC/DC-конвертеров, прибор HV-2405E может использовать одни и те же внешние компоненты при работе с любым напряжением. Кроме того микросхема HV-2405E может быть подключена к линейному напряжению в трехфазной сети (208 В (rms)). ***Внимание!*** *При использовании в этом режиме, выводы GND и AC_R находятся под высоким напряжением относительно земли (нулевого провода).* Эти свойства позволяют применять приборы одной и той же конструкции во всем мире.

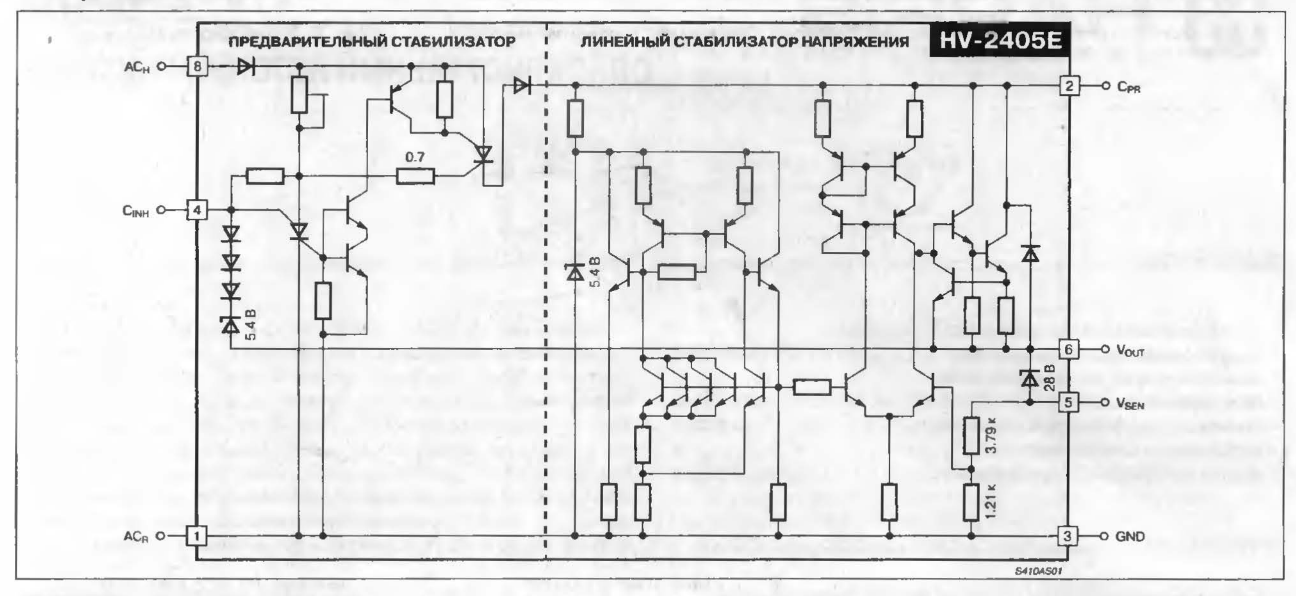
Микросхема HV-2405E полностью совместима по выводам с микросхемой HV-1205, но позволяет работать с вдвое большим входным напряжением. Добавим, что выход и вывод 5 связаны внутри через стабилитрон, чтобы ограничить выходное напряжение.

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение между выводами 1 и 8 (постоянное) ... 264 В (rms)
Напряжение между выводами 1 и 8 (пиковое) .... 500 В
Напряжение между выводами 2 и 6 .... 10 В
Входной ток (пиковый) .... 2.5 А
Выходной ток .... Защищен от короткого замыкания
Выходное напряжение .... 30 В
Максимальная температура кристалла .... +150°C
Диапазон рабочих температур:
HV3-2405E-9 .... –40...+85°C
HV3-2405E-5 .... 0...+75°C
Диапазон температуры хранения .... –65...+175°C
Тепловое сопротивление(°C/Вт):
Q_{JA} .... 82°C/Вт
Q_{JC} .... 16°C/Вт

1

ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА



ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При V_{IN} = 264 В (rms) (50 Гц), C1 = 0.05 мкФ, C2 = 470 мкФ, C3 = 150 пФ, V_{OUT} = 5 В, I_{OUT} = 50 мА. Импеданс источника R1 = 150 Ом. Параметры гарантируются при определенных значениях V_{IN} и частоты, если не указано иначе

Параметр	V_{IN} [В]	Температура	Значения HV-2405E-9 при T_A = –40...85°C			HV-2405E-5 при T_A = 0...75°C			Единицы измерения
			не менее	типовое	не более	не менее	типовое	не более	
Выходное напряжение (V_{OUT} = 5 В)	264	+25°C	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	В
	264	полный диапазон	4.65	5.0	5.35	4.65	5.0	5.35	В
Температурный коэффициент выходного напряжения	264	полный диапазон	—	0.02	—	—	0.02	—	%/°C
Пульсации выходного напряжения (C4 = 1 мкФ, f = 50 Гц)		+25°C	—	22	—	—	22	—	мВ (p-p)
		полный диапазон	—	24	—	—	24	—	мВ (p-p)
Нестабильность по напряжению	80...264 (rms)	+25°C	—	10	15	—	10	20	мВ
		полный диапазон	—	15	30	—	15	40	мВ
Нестабильность по току (I_{OUT} = 5...50 мА)		+25°C	—	—	15	—	—	20	мВ
		полный диапазон	—	—	30	—	—	40	мВ
Выходной ток		полный диапазон	0	—	50	0	—	50	мА
Ток короткого замыкания		полный диапазон	55	95	—	55	95	—	мА
Падение напряжения между выводами [2] и [6]		+25°C	—	2.2	—	—	2.2	—	В
Ток потребления линейного стабилизатора		+25°C	—	2	—	—	2	—	мА

Рис. 1. Зависимость пикового напряжения на конденсаторе C2 от выходного напряжения

Рис. 2. Зависимость минимального значения емкости C2 от тока нагрузки

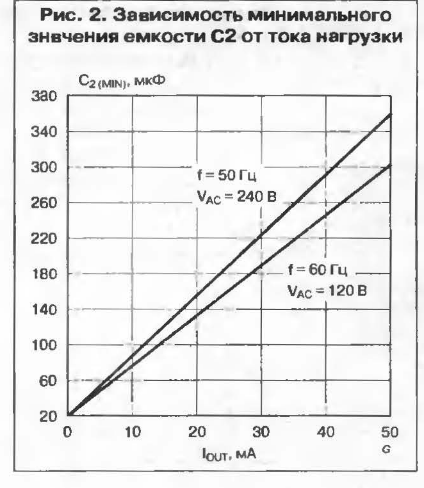


Рис. 3. Зависимость мощности, рассеиваемой корпусом микросхемы, от тока нагрузки

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 4. Зависимость максимального выходного тока от входного напряжения для различных значений C2 (V_{OUT} = 5 В, R1 = 24 Ом)

$I_{OUT(MAX)}$, В

C2 = 470 мкФ
1000 мкФ
330 мкФ
220 мкФ
100 мкФ

V_{IN} (rms), В

S134AG06

Рис. 5. Зависимость максимального выходного тока от входного напряжения для различных значений C2 (V_{OUT} = 24 В, R1 = 24 Ом)

$I_{OUT(MAX)}$, В

C2 = 470 мкФ
1000 мкФ
330 мкФ
220 мкФ
100 мкФ

V_{IN} (rms), В

S134AG07

Рис. 6. Зависимость мощности рассеивания резистора R1 от тока нагрузки (V_{AC} = 120/240 В, R1 = 150 Ом)

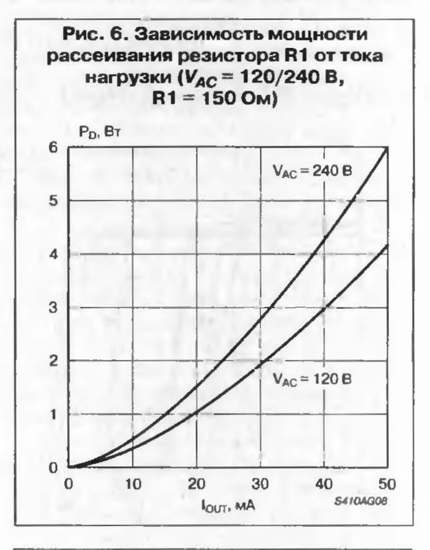


Рис. 7. Зависимость разности напряжений между выводами [2] и [6] от температуры

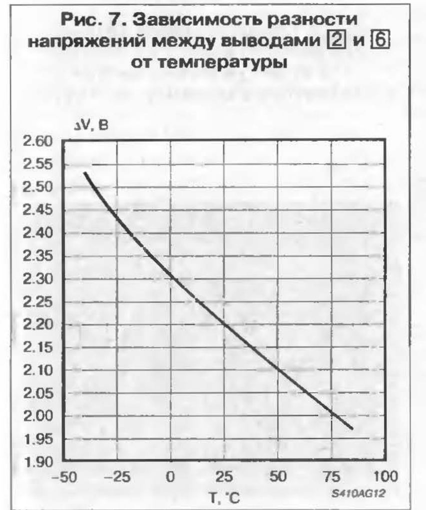


Рис. 8. Зависимость тока потребления от выходного напряжения (I_{OUT} = 5...50 мА, T_A = 25°C)

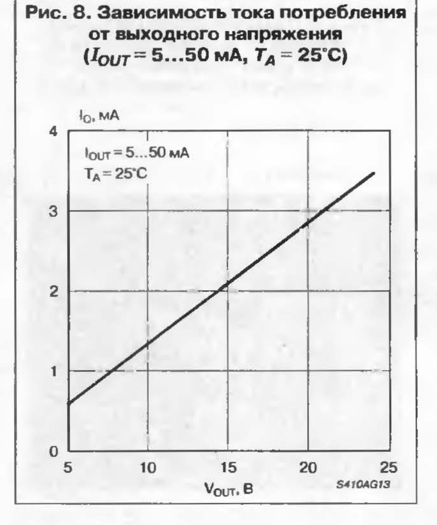
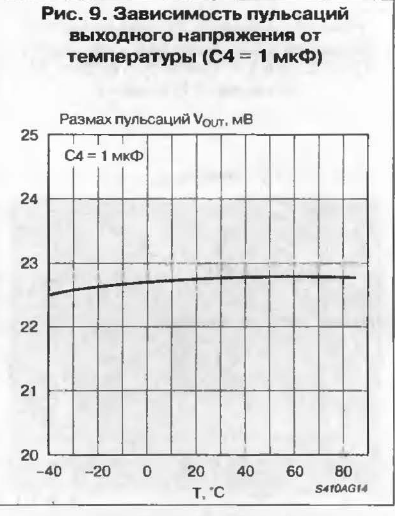


Рис. 9. Зависимость пульсаций выходного напряжения от температуры (C4 = 1 мкФ)



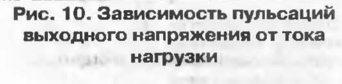


Рис. 10. Зависимость пульсаций выходного напряжения от тока нагрузки

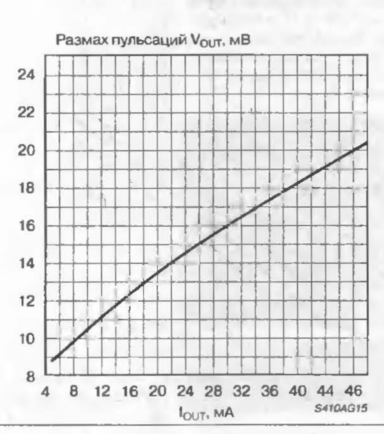


Рис. 11. Заеисимость нормвлизованного тока потребления от температуры (для T_A = 25°C, при V_{OUT} = 5 В, I_Q = 3.42 мА, при V_{OUT} = 24 В, I_Q = 0.41 мА)

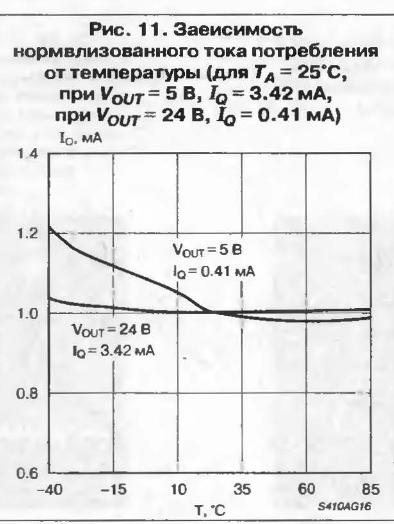
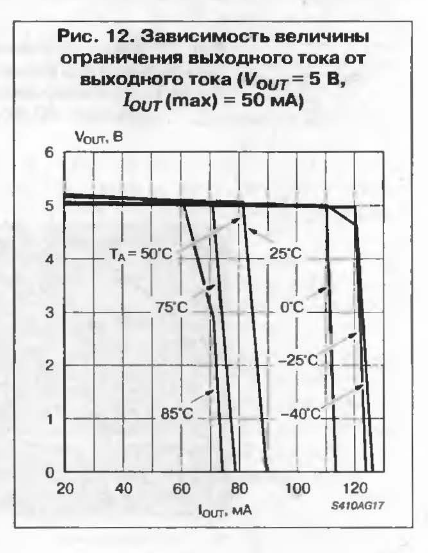


Рис. 12. Зависимость величины ограничения выходного тока от выходного тока (V_{OUT} = 5 В, I_{OUT} (max) = 50 мА)



1

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 13. Зависимость величины ограничения выходного напряжения от выходного тока (V_{OUT} = 24 В, I_{OUT} (max) = 50 мА)

Рис. 14. Зависимость выходного напряжения от величины допуска резистора R2 (Допуск встроенных резисторов 15%)

Рис. 15. Зависимость минимального рекомендуемого значения резистора R1 от номинвльного входного напряжения

Рис. 16. Осциллограммы входного напряжения на выводе [8] (верхняя, 200 В/дел.) и тока через вывод [8] (нижняя, 0.5 А/дел.)

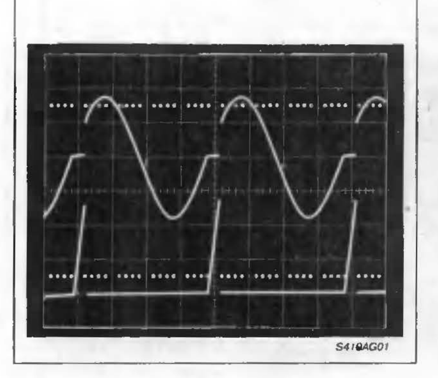


Рис. 17. Осциллограммы входного напряжения на выводе [8] (верхняя, 200 В/дел.) и нвпряжения на конденсаторе С2 (нижняя, 5 В/дел.)

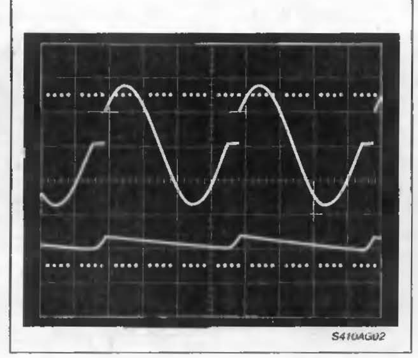


Рис. 18. Осциллограммы входного напряжения на выводе [8] (верхняя, 200 В/дел.) и напряжения нв конденсаторе С3 (нижняя, 10 В/дел.)

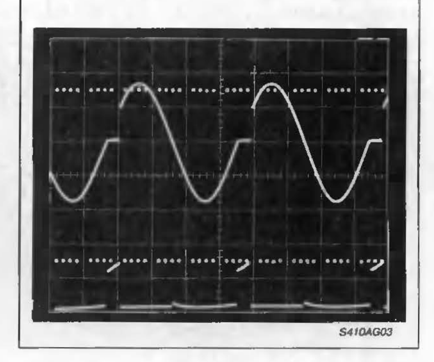


Рис. 19. Осциллогрвммы пошагового изменения тока нагрузки (верхняя, 50 мА/дел.) и выходного нвпряжения (нижняя, 20 мВ/дел.)

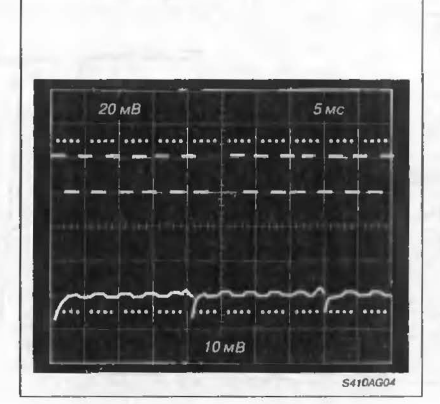
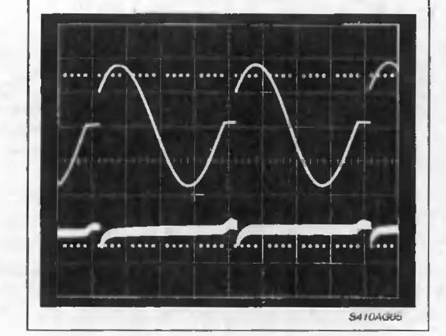


Рис. 20. Осциллограммы входного напряжения на выводе [8] (верхняя, 200 В/дел.) и выбросов выходного напряжения (нижняя, 50 мВ/дел.) при выходном нвпряжении 5 В и наихудших рабочих условиях (Максимальное входное напряжение, минимальное значение R1, максимальное значение I_{OUT})



ИНФОРМАЦИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

КАК РАБОТАЕТ HV-2405E

Микросхема HV-2405E преобразует напряжение сети переменного тока в стабилизированное напряжение постоянного тока для питания маломощных низковольтных компонентов типа интегральных схем. Устройство состоит из двух основных частей, выполненных на одном кристалле. Первая часть — это предварительный стабилизатор, который заряжает большую емкость от сети переменного тока, пока она не зарядится выше заданного выходного напряжения на 6 В. Тогда предварительный стабилизатор переходит в режим блокирования и находится в этом режиме, пока не начнется следующий период сетевого напряжения. Большая емкость питает энергией линейный последовательный стабилизатор, который обеспечивает схему пользователя напряжением постоянного тока. Скорость разряда большой емкости зависит от тока нагрузки. Электролитический конденсатор (большая емкость) перезаряжается во время каждого периода сетевого напряжения.

ВХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Микросхема HV-2405E работает в широком диапазоне входных напряжений. Большинство применений использует для питания напряжение сети переменного тока 240 В (rms) или 120 В (rms). Стандартная схема для таких применений показана на **Рис. 22**. В этой схеме могут использоваться и намного меньшие входные напряжения. Размеры используемых внешних компонентов будут определяться заданным выходным напряжением и током, а также используемым входным напряжением. В разделе "Типовые рабочие характеристики" приводятся несколько графиков, чтобы помочь выбрать значения компонентов для конкретного применения. Рубрика "Выбор компонентов" обсуждает компромиссы, связанные с этим вопросом.

ВХОДНАЯ ЧАСТОТА

Прибор HV-2405E разработан для работы на частоте от 48 до 380 Гц. Возможна и более высокая рабочая частота. Имейте в виду, что микросхема HV-2405E перезаряжает конденсатор С2 один раз за период частоты сетевого напряжения.

УСТАНОВКА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Микросхема HV-2405E может обеспечить стабилизированное выходное напряжение примерно от 5 до 24 В постоянного тока. На **Рис. 23** показаны несколько путей установки выходного напряжения.

Рис. 21. Эквивалентная схема иллюстрирующая установку выходного напряжения

Как видно на **Рис. 21**, выходное напряжение устанавливается с помощью обратной связи на вывод V_{SEN}. Выходное напряжение будет нарастать до напряжения, необходимого для сохранения 5 В на выводе V_{SEN}. Для получения выходного напряжения, равного 5 В, выводы 5 и 6 закорачивают между собой. Имеются три способа сделать выходное напряжение выше 5 В. Самый простой метод состоит в том, чтобы увеличить сопротивление обратной связи, добавив внешний резистор между выводами 5 и 6. Неудобство этого метода в том, что внутренние резисторы схемы имеют допуск приблизительно ±15%, который ограничивает точность установки выходного напряжения (См. графики). Также необходимо помнить, что внутренние тонкопленочные резисторы имеют низкие температурные коэффициенты.

Внешний делитель напряжения, как показано на **Рис. 23 с**, улучшает точность установки выходного напряжения, если только внешние резисторы имеют значения нвмного ниже, чем значения сопротивлений внутреннего делителя. Через вывод 5 течет ток приблизительно 1 мА.

Стабилитрон, включенный между выводами 5 и 6, как показано на **Рис. 23 d**, устанавливает величину выходного напряжения на 5 В больше, чем его напряжение стабилизации при токе 1 мА. Это напряжение имеет точность установки и допуска, как у стабилитрона. Добавочное преимущество заключается в том, что теперь есть два выходных напряжения, на выводе 5 равное 5 В и на выводе 6 равное V_Z + 5 В. Весь ток от напряжения питания 5 В протекает через опорный диод. Сумма обоих выходных токов не должна превышать 50 мА.

Микросхема HV-2405E имеет встроенный стабилитрон, чтобы не допустить повышения выходного напряжения выше максимального значения 24 В.

ВЫХОДНОЙ ТОК

Величина непрерывного выходного тока может достигать 50 мА. Мгновенное значение тока может быть больше. Необходимо удостовериться, что емкость С2 не разряжается ниже выходного напряжения плюс падение на стабилизаторе и что длительность рабочего цикла достаточно коротка, чтобы не повышать мощность, рассеиваемую корпусом. Выходной ток ограничивается, как показано на графиках, чтобы защитить микросхему от короткого замыкания в нвгрузке.

ВЫБОР КОМПОНЕНТОВ

Одна из главных особенностей микросхемы HV-2405E — это гибкость ее применения. Одна стандартная конфигурация позволяет иметь огромное число разновидностей входных напряжений и выходных токов, сохраняя стабилизированное выходное напряжение. Например, при R1 = 150 Ом, С2 = 470 мкФ и V_{OUT} = 5 В прибор HV-2405E обеспечивает стабилизированный выходной ток, равный 50 мА, при входном напряжении переменного тока от 28 до 264 В. Таким образом, проектировщик может выбирать подходящие компоненты для экономии стоимости, места, рассеиваемой мощности и т.д.

Ниже приводится список внешних компонентов, их описание и рекомендуемые значения. Это — полный список возможных компонентов, не все из которых могут потребоваться для конкретного применения (См. "Типовые схемы включения").

F1: Плавкий предохранитель. При прямом подключении к сети переменного тока микросхема или конденсатор С2 могут выйти из строя. Рекомендуемое значение — 0.5 А, прибор типа 2AG фирмы Littlefuse 225.500®.

MOV: Подавитель выбросов. Чаще всего используется металлоокисный варистор для понижения напряжения до уровня, с которым может работать HV-2405E. Рекомендуемые типы: при работе с напряжением сети до 120 В это V130LA20 или эквивалентные, при работе с напряжением до 240 В используется газоразрядная лампа с напряжением пробоя меньше 500 В.

R1: Токоограничивающий резистор. Ограничивает импульсный ток микросхемы HV-2405E. Должен иметь достаточно большую величину, чтобы ограничить ток, когда C2 полностью разряжен. Максимальное значение импульсного тока V_{PEAK}/R1 = 2.5 А. Рассеивание мощности резистором R1 показано на графиках. На резисторе R1 будет расеиваться мощность:

$$P_D = 1.33\sqrt{\pi R1\, V_{PEAK}\, (I_{OUT})^3}.$$

Небольшие величины средних выходных токов позволяют использовать токоограничивающие резисторы с более низкими значениями P_D. Точно также возможно уменьшение рассеиваемой мощности со снижением напряжения V_{AC} или уменьшением величины R1. Выбор величины резистора R1 должен производиться особо для каждого конкретного применения, исходя из конкретной величины максимального зарядного тока конденсатора C2. Перспективно для ограничения максимального зарядного тока использовать резистор с отрицательным ТКС. Рекомендованное значение — 150 Ом.

C1: Фильтрующий конденсатор. Компоненты R1 и C1 образуют фильтр низких частот, таким образом ограничивая скорость нарастания напряжения на входе HV-2405E. Рекомендуемое значение C1 = 0.05 мкФ.

C2: Накопительный конденсатор предварительного стабилизатора. Этот конденсатор заряжается один раз за период входного напряжения. Оставшуюся часть периода емкость C2 питает линейный стабилизатор микросхемы HV-2405E. Величина емкости конденсатора C2 пропорциональна току нагрузки. Обычно используется наименьшее значение емкости C2, которое обеспечивает необходимый ток нагрузки (См. графики). Использование большего значения емкости C2 обеспечит повышенные значения импульсного тока нагрузки или нормальный ток во время короткого замыкания нагрузки, а также уменьшит пульсации выходного напряжения. Для максимального тока рекомендуемое значение емкости равно 470 мкФ с рабочим напряжением приблизительно на 10 В выше чем выбранное выходное напряжение V_{OUT}.

C3: Конденсатор задержки. Предупреждает включение микросхемы HV-2405E во время переходных процессов на входе. Если емкость C3 слишком большая, прибор HV-2405E никогда не включится. Если емкость слишком маленькая, нет никакой защиты от переходных процессов. При работе на частоте 50 или 60 Гц рекомендуется значение 150 пФ с рабочим напряжением приблизительно на 10 В выше, чем выбранное выходное напряжение V_{DUT}.

C4: Выходной фильтрующий конденсатор. Для поддержания стабильности выходного напряжения требуется емкость по крайней мере 1 мкФ. Большие значения не будут уменьшать пульсации, но уменьшат выбросы напряжения, которые могут происходить на выходе во время вхождения в режим блокирования.

R2: Компонент обратной связи. Это резистор или стабилитрон, на котором происходит падение напряжения между выводами V_{OUT} и V_{SEN} и, таким образом, установка выходного напряжения. Смотрите схемы и график для определения приблизительного значения резистора. Через этот компонент протекает ток около 1 мА.

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 22. Типовая схема с выходным напряжением 5 В

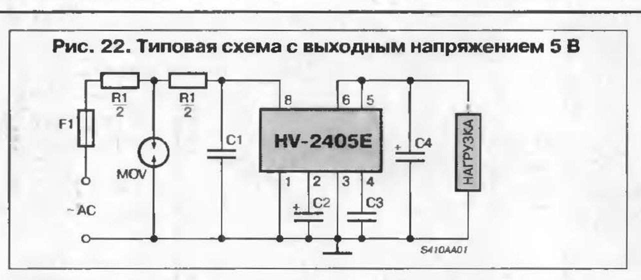


Рис. 23. Варианты схемотехники для установки выходного напряжения

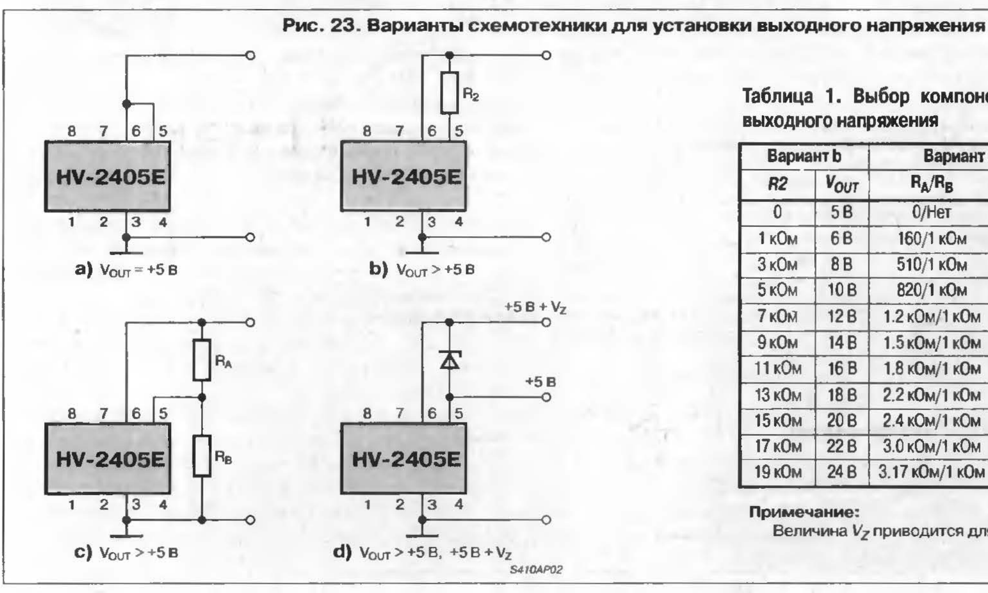


Таблица 1. Выбор компонентов для установки выходного напряжения

Вариант b		Вариант c		Вариант d	
R2	V_{OUT}	R_A/R_B	V_{OUT}	V_Z*	V_{OUT}
0	5 В	0/Нет	5 В	–	5 В
1 кОм	6 В	160/1 кОм	6 В	1 В	6 В
3 кОм	8 В	510/1 кОм	8 В	3 В	8 В
5 кОм	10 В	820/1 кОм	10 В	5 В	10 В
7 кОм	12 В	1.2 кОм/1 кОм	12.2 В	7 В	12 В
9 кОм	14 В	1.5 кОм/1 кОм	14 В	9 В	14 В
11 кОм	16 В	1.8 кОм/1 кОм	15.8 В	11 В	16 В
13 кОм	18 В	2.2 кОм/1 кОм	18.2 В	13 В	18 В
15 кОм	20 В	2.4 кОм/1 кОм	19.4 В	15 В	20 В
17 кОм	22 В	3.0 кОм/1 кОм	23 В	17 В	22 В
19 кОм	24 В	3.17 кОм/1 кОм	24 В	19 В	24 В

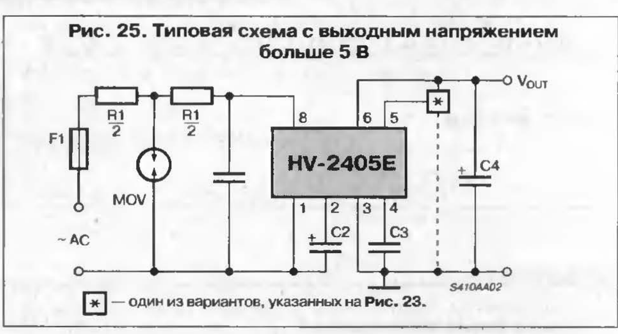
Примечание:
Величина V_Z приводится для тока стабилитрона 1 мА

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ (Продолжение)

Рис. 24. Схема с использованием мостового выпрямителя

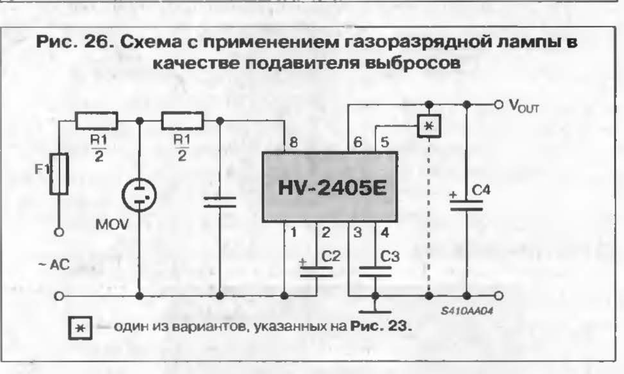
* — один из вариантов, указанных на **Рис. 23.**

Рис. 25. Типовая схема с выходным напряжением больше 5 В



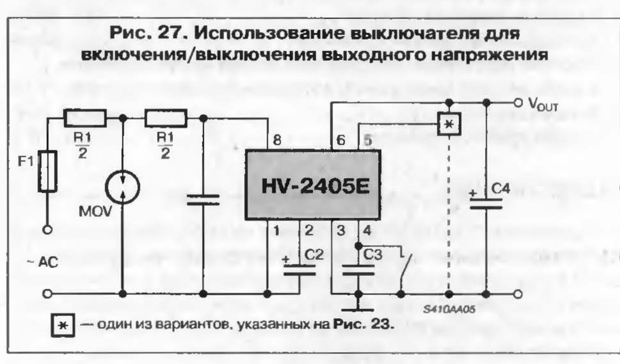
* — один из вариантов, указанных на **Рис. 23.**

Рис. 26. Схема с применением газоразрядной лампы в качестве подавителя выбросов



* — один из вариантов, указанных на **Рис. 23.**

Рис. 27. Использование выключателя для включения/выключения выходного напряжения



* — один из вариантов, указанных на **Рис. 23.**

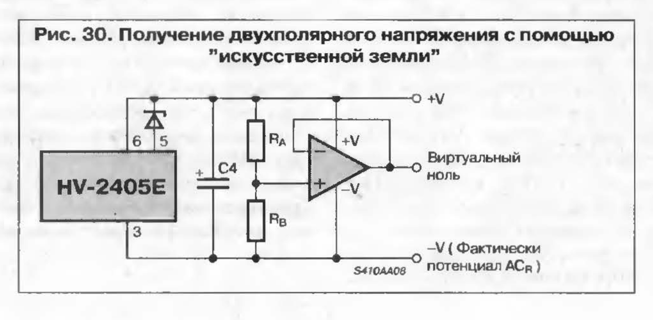
Рис. 28. Параллельное включение микросхем HV-2405E (Первый способ)

Выходные напряжения каждой микросхемы должны мало отличаться.

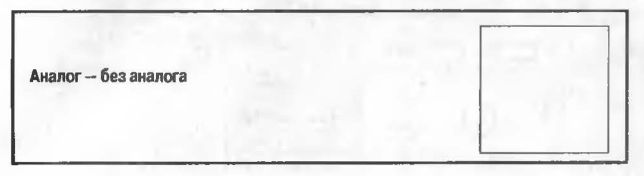
Рис. 29. Параллельное включение микросхем HV-2405E (Второй способ)

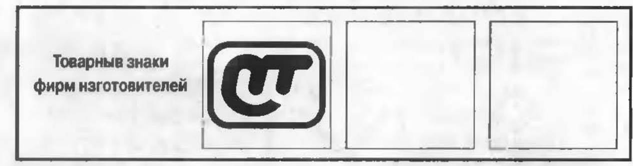
Опарационный усилитель выравнивает выходные токи микросхем.

Рис. 30. Получение двухполярного напряжения с помощью "искусственной земли"



AC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ 1182ЕМ2





ОСОБЕННОСТИ

- Широкий диапазон входных напряжений .... 67...264 В
- Широкий диапазон входных частот .... 50...400 Гц
- Максимальный выходной постоянный ток .... 60 мА
- Включение тиристорного ключа только при нулевом входном напряжении
- Выключение тиристорного ключа по достижении на выходе напряжения .. 60 В
- Выходное напряжение .... 10...70 В
- Программируемое напряжение .... 2.5...36 В

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

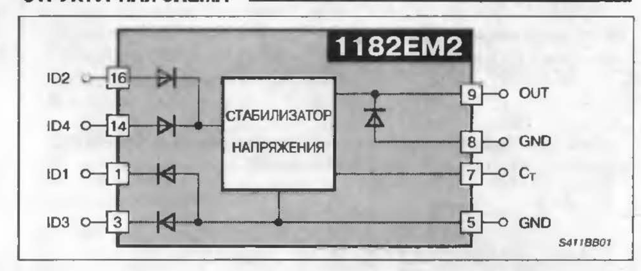
Микросхема 1182ЕМ2 представляет из себя преобразователь напряжения сети переменного тока в постоянное напряжение от 10 до 70 В и предназначена для создания компактных источников питания радиоэлектронной аппаратуры малой потребляемой мощности или вспомогательных источников для мощных импульсных блоков питания.

ТИПОНОМИНАЛЫ

КР1182ЕМ2
С-77

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение входное импульсное .... 500 В
Напряжение входное переменное .... 18...264 В
Напряжение выходное .... 10...70 В
Ток входной импульсный .... 2.5 А
Ток выходной .... 100 мА
Мощность, рассеиваемая корпусом .... 0.8 Вт
Температура кристалла .... –5...150°С
Диапазон рабочих температур .... –40...85°С

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

При $T_A = +25°C$

Символ	Параметр	Значение		Единица измерения
		не менее	не более	
V_{OUT}(max)	Выходное напряжение	–	70	В
$V_{OUT} - V_{IN}$	Падение напряжения вход-выход	–	6	В
I_C	Ток потребления	–	2	мА
I_{IL}	Ток утечки входных диодов	–	100	мкА
V_Z	Напряжение стабилизации встроенного стабилитрона	60	–	В

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

Основная функция микросхемы — это преобразование переменного напряжения в постоянное. Импульсный стабилизатор (см. **Рис. 2**) через внешний токоограничивающий резистор подключает внешний накопительный конденсатор С3 к сети переменного тока до тех пор, пока он не зарядится до напряжения, определяемого внешним стабилитроном с напряжением пробоя, меньшим 65 В, включенным между выводами 7 и 5 микросхемы. Если внешний стабилитрон не установлен, то это напряжение будет определяться внутренним стабилитроном и составит 65 В (типовое значение). Затем стабилизатор отключает емкость от сети до следующей полуволны сетевого напряжения. В оставшееся время цикла конденсатор С3 питает нагрузку. Следующий цикл включения импульсного стабилизатора происходит после перехода входного напряжения через 0 В и достижении напряжения на входе импульсного регулятора примерно на 1.5 В больше, чем на накопительном конденсаторе. Поэтому частота включения стабилизатора и, следовательно, частота заряда конденсатора равны удвоенной частоте входного напряжения.

Данный принцип управления предварительным стабилизатором позволяет применять микросхему только при подключнии к сети переменного тока и обеспечивает возможность нормального функционирования микросхемы при изменении входного напряжения от 18 до 264 В и частоты входного напряжения от 48 до 440 Гц. На выходе схемы получается постоянное напряжение, имеющее пульсацию с удвоенной частотой входного напряжения и величиной, прямо пропорциональной току нагрузки и обратно пропорциональной емкости С3.

ИНФОРМАЦИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

Типовая схема включения позволяет реализовать источники питания для большого диапазона входного напряжения и выходного тока.

Ниже приводится список внешних компонентов, описание их назначения и рекомендованные значения. Для кваждого конкретного источника питания могут потребоваться не все из них.

F1 Плавкий предохранитель. Нужен для защиты микросхемы и нагрузки в аварийной ситуации. Рекомендуемый номинал предохранителя — 500 мА.

R1 Ограничивающий резистор. Ограничивает ток импульсного регулятора и ток заряда емкости С3. Пиковое значение тока $V_{I\,PEAK}$/R1 не должно превышать 2.5 А. Рассеиваемая на R1 мощность при синусоидальном входном напряжении с амплитудой $V_{I\,PEAK}$ и при токе нагрузки I_{OUT} определяется по формуле:

$$P_D = 2.66\sqrt{\pi R1\, V_{I\,PEAK}\,(I_{OUT})^3}.$$

Номинал и мощность R1 выбирается в соответствии с предполагаемой сферой применения, при условии непревышения максимального тока заряда. Целесообразно использовать резистор с отрицательным температурным коэффициентом. Рекомендуемое значение R1 = 150 Ом.

C1 Фильтрующий конденсатор. R1 и C1 образуют фильтр, сглаживающий высокочастотные выбросы входного напряжения. Рекомендуется C1 = 0.05 мкФ.

MON Защита от перенапряжения. Возможно использование варистора для переменного напряжения до 120 В или газоразрядной лампы на 500 В для переменного напряжения до 240 В.

C2 Конденсатор задержки. Подключение источника питания к сетевому напряжению, в общем случае, происходит не синхронизированно с ним. С большой вероятностью это может произойти в момент, когда входное напряжение близко к пиковому напряжению или даже при более высоких напряжениях, связанных с выбросами в сети. Так как накопительный конденсатор при этом полностью разряжен, то через микросхему потечет больший по сравнению с установившимся режимом ток. Для повышения надежности источника и без ущерба его характеристикам целесообразно заблокировать включение импульсного стабилизатора до следующей полуволны, что и гарантирует подключение конденсатора С2 на 150 пФ с рабочим напряжением на 10 В выше выходного.

C3 Накопительный конденсатор. Этот конденсатор заряжается два раза за период входного напряжения, остальное время питает нагрузку. Емкость конденсатора выбирается пропорциональной требуемому максимальному току нагрузки. Увеличение емкости С3 уменьшает пульсации выходного напряжения. Для максимального тока нагрузки рекомендуется конденсатор 470 мкФ с рабочим напряжением на 10 В выше выходного.

VD1 Стабилитрон. Он задает уровень выходного напряжения. При его отсутствии работает внутренний стабилитрон на 60 В.

Если необходимо включение и выключение постоянного выходного напряжения, не отключая входное сетевое, то предлагается подключать к выводу [7] механический переключатель, оптопару или транзистор с открытым коллектором (См. **Рис. 4**).

Для гальванической развязки от сети переменного тока возможно применение разделяющего трансформатора.

Рис. 1. Временнея диегремме работы

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

При проектировании печатных плат следует учесть следующие моменты. Проводники для подачи переменного напряжения к выводам [1], [3] и [14], [16] должны находится на достаточном расстоянии между собой вследствии наличия на них высокого напряжения. С целью повышения надежности (уменьшения выбросов напряжения на входе микросхемы при выключении импульсного стабилизатора) необходимо уменьшать паразитную индуктивность, в частности максимально укоротить связи между микросхемой и элементами R1, C1, C2.

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 2. Типовая схеме включения

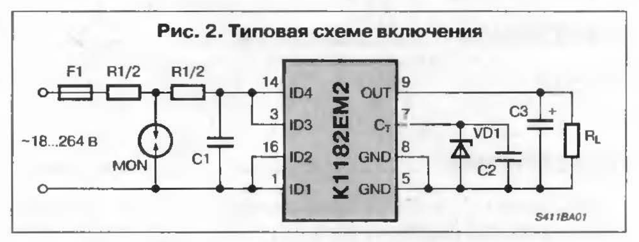


Рис. 3. Способы зедания выходного непряжения

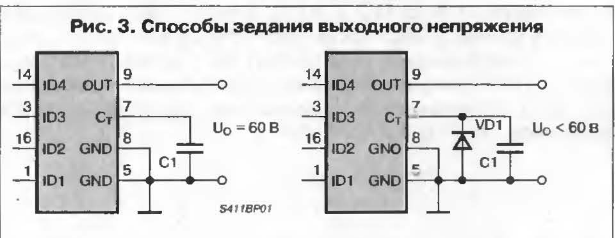


Рис. 4. Схеме включения с выходным еыключетелем

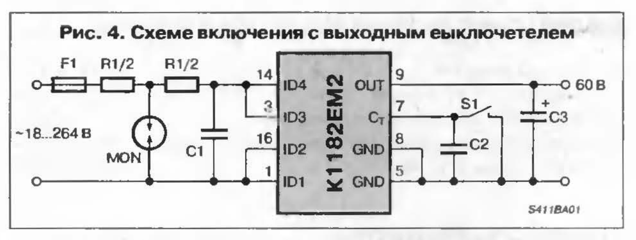
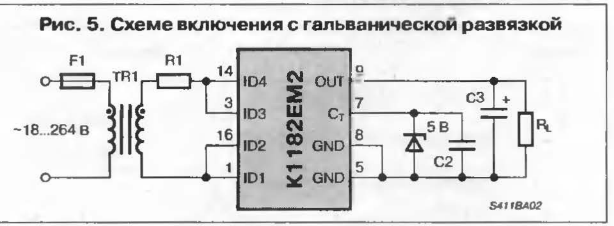


Рис. 5. Схеме включения с гальванической развязкой



ВНИМАНИЕ!

По сравнению с обычными блоками питания на трансформаторах, источник питания на основе микросхвмы КР1182ЕМ2 не имвет гальваничвской развязки от напряжвния сети переменного тока. При разработке конструкции следует помнить о необходимости соответствующей изоляции. Любая подключаемая схема должна рассматриваться как неизолированная.

1

МОЩНЫЙ AC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ 1182ЕМ3

Аналог — без аналога

Товарные знаки фирм изготовителей

ОСОБЕННОСТИ

- Входное напряжение переменного тока .... 80...276 В
- Выходное напряжение .... 5...(V_{CC} – 10) В
- Ток нагрузки .... ≤ 1.7 А
- Встроенная защита по току
- Встроенная тепловая защита
- Высокий выходной импеданс при отсутствии входного напряжения
- Выходное напряжение устанавливается стабилитроном

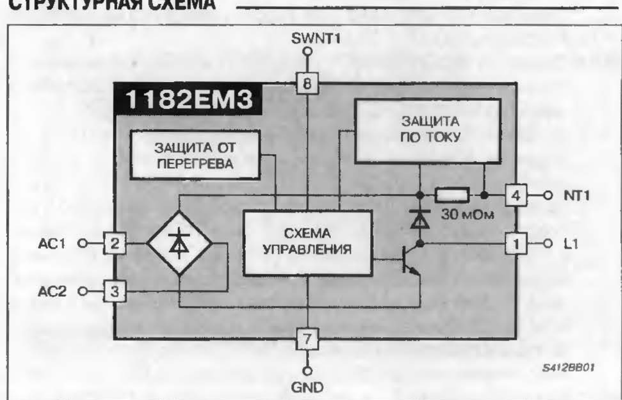
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа MULTIWATT-9

ТИПОНОМИНАЛЫ

КР1182ЕМ3
С-101

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1182ЕМ3 представляет из себя мощный однокристальный преобразователь переменного напряжения сети в постоянное от 5 до (V_{CC} – 10) В. Прибор предназначен для создания мощных компактных сетевых источников питания как без, так и с гальванической развязкой от сети переменного тока. Диапазон входных напряжений микросхемы специально рассчитан на часто встречающиеся стандартные значения сетевого напряжения 110 В ±20% и 220 В ±20%.

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Входное напряжение .... 80...276 В
Максимальный ток нагрузки .... 1.7 А
Максимальный статический потенциал .... 2000 В
Диапазон рабочих температур кристалла .... –40...+150°С
Диапазон температур хранения .... –55...+150°С

Тепловое сопротивление:
кристалл/корпус .... 4°С/Вт
кристалл/окружающая среда .... 50°С/Вт
Температура срабатывания защиты .... 135...160°С

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

Символ	Параметр		Значения			Единица измерения
			не менее	типовое	не более	
I_{CC}	Собственный ток потребления		—	—	10	мА
V_{NT1}	Выходное напряжение (на выводе NT1)	при V_{ST} = 48 В	45.6	48	50.4	В
V_{NT1}		при V_{ST} = 27 В	25.65	27	28.35	В
	Пульсации выходного напряжения		—	1	—	В
I_{NT1}	Выходной ток		—	—	1.7	А
I_{LK}	Ток утечки выходного транзистора		—	—	1	мА
V_{OL}	Остаточное напряжение выходного транзистора		—	—	5	В
I_{ST}	Ток стабилитрона		—	—	0.5	мА
t_1	Время задержки включения транзистора		—	—	2	мкс
t_2	Время задержки выключения транзистора		—	—	2	мкс

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

Поскольку в микросхеме 1182ЕМ3 используется принцип частотно-импульсной модуляции (ЧИМ), то для исключения появления гармоник в звуковом диапазоне частот необходимо учитывать следующие моменты:

1. Средний ток по выводу L равен 2 А с гистерезисом 0.2 А;
2. Гистерезис выходного напряжения равен 0.5 В;
3. Частота выходных импульсов находится в диапазоне 20...70 кГц (зависит от величины L)
4. Выходное напряжение определяется напряжением стабилитрона (ST), подключенного между выводами SWNT1 и NT1.

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Типовая схема аключения без гальааническoй развязки от сети

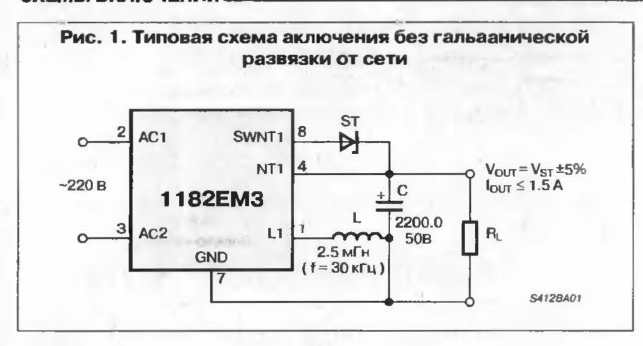
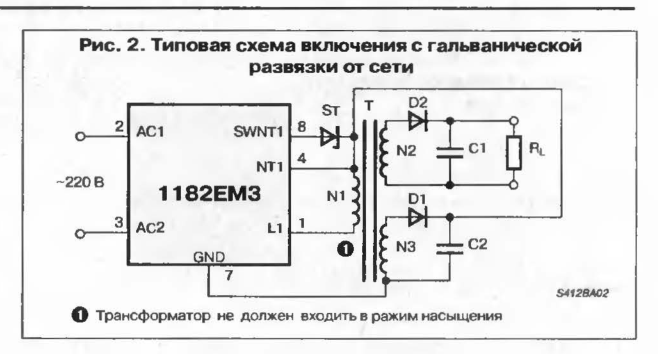


Рис. 2. Типовая схема включения с гальванической развязки от сети

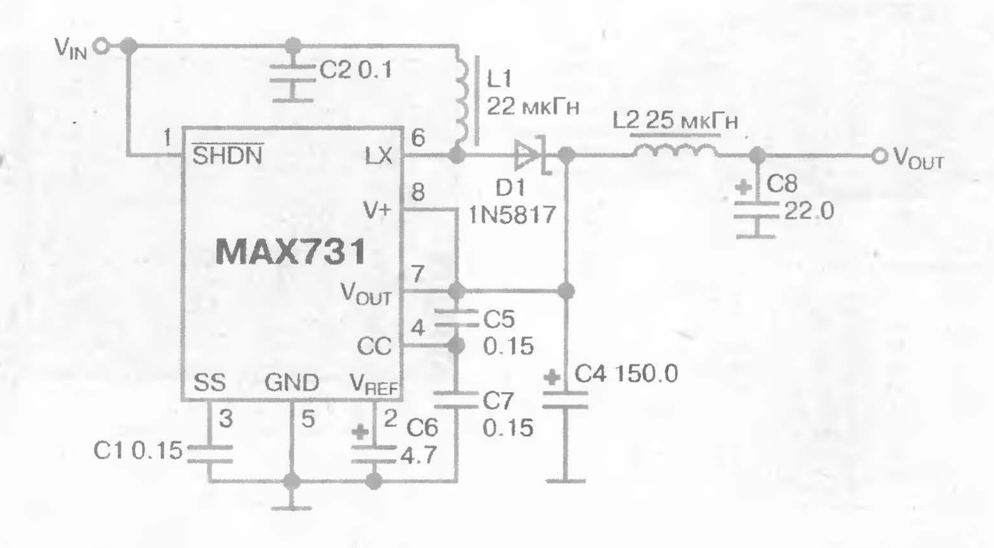


❶ Трансформатор не должен входить в ражим насыщения

ДЛЯ ЗАМЕТОК

DC/DC-КОНВЕРТЕРЫ

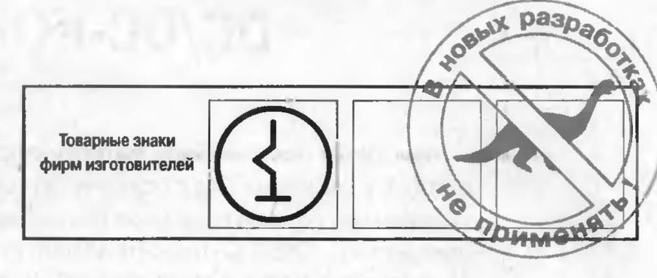
Наиболее популярный вид преобразователей напряжения. В данный раздел включены микросхемы преобразователей напряжения на переключаемых (коммутируемых) конденсаторах, а также микросхемы для индуктивных DC/DC-преобразователей с частотно-импульсной или частотно-широтной модуляцией. ШИМ-преобразователи выделены в отдельный раздел. Впервые приводится информация по новейшим микросхемам: 1156ЕУ5 и 1184ПН1 (MC34063), 1446ПН21/22/23 (RH5RIxxxB).



2

СХЕМА ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО СТАБИЛИЗАТОРА 142ЕП1

Прототип
LM100



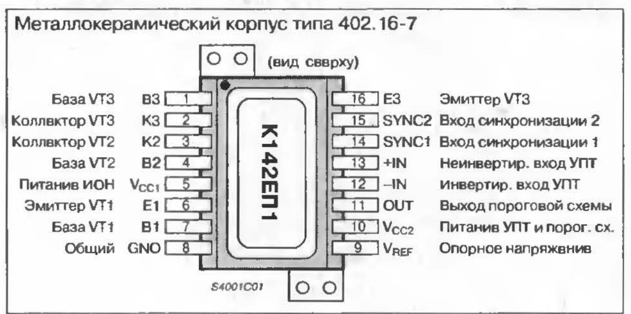
ОСОБЕННОСТИ

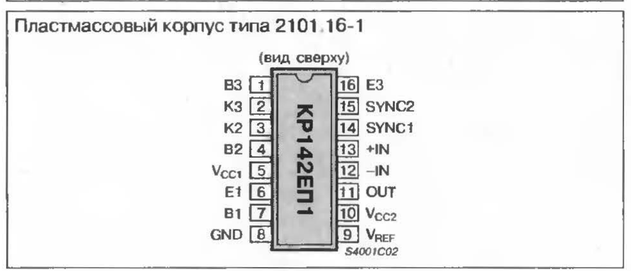
- Частоте коммутации .... 100 кГц
- Входное напряжение .... ≤40 В
- Выходной ток .... 200 мА
- Опорное напряжение:
  - для 142ЕП1А .... 1.7...2.2 В
  - для 142ЕП1Б .... 1.65...2.3 В
- Напряжение питания:
  - ИОН (V_{CC1}) .... 10...40 В
  - УПТ и порогового устройства (V_{CC2}) .... 5...7 В
- Максимальная рассеиваемая мощность (в рабочем диапазоне T_A):
  - для корпуса 402.16-7 .... 0.6 Вт
  - для корпуса 2102.16-1 .... 0.55 Вт
- Диапазон рабочих температур:
  - для 142ЕП1, 1145ЕП2 .... –60...+125°С
  - для К142ЕП1 .... –45...+85°С
  - для КР142ЕП1 .... –10...+70°С

ТИПОНОМИНАЛЫ

142ЕП1	бКО.347.098ТУ2
К142ЕП1	бКО.348.425-01ТУ
КР142ЕП1А	бКО.348.634-04ТУ
КР142ЕП1Б	бКО.348.634-04ТУ
1145ЕП2	

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

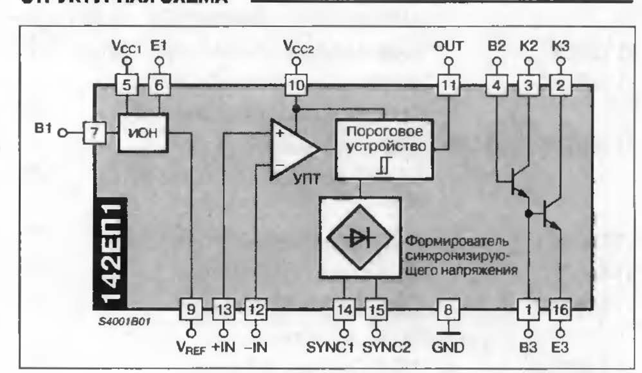




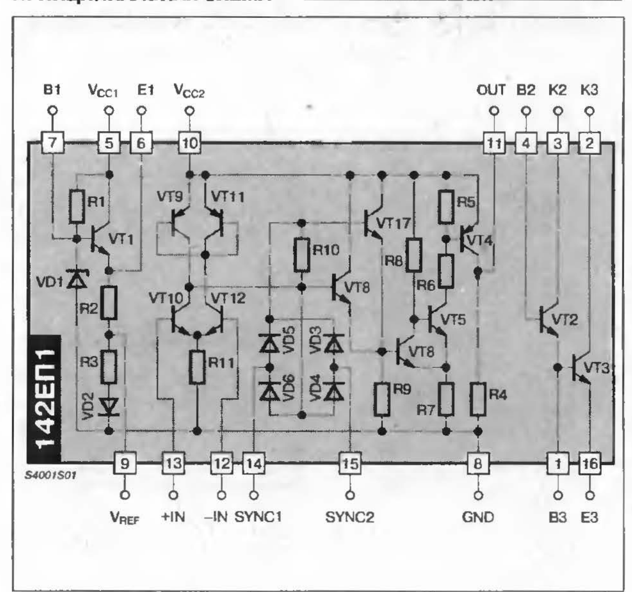
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 142ЕП1 представляет из себя набор элементов, предназначенных для построения импульсного стабилизатора положительного напряжения. Варианты исполнения 142ЕП1, К142ЕП1 и 1145ЕП2 выполняются в металлокерамическом корпусе типа 402.16-7, а КР142ЕП1 — в пластмассовом корпусе типа 2102.16-1. Дополнительную информацию можно найти в издании "Микросхемы для бытовой аппаратуры", М., РиС, 1989, стр. 48...50.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА



ЗАМЕЧАНИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

Импульсные стабилизаторы применяются в тех случаях, когда требуются повышенные значения КПД (при больших значениях выходного тока, больших значениях падения напряжения на регулирующем элементе). На **Рис.1** приведена структурная схема импульсного стабилизатора понижающего типа, рассчитанная на применение микросхемы 142ЕП1. Когда ключевой транзистор Т1 открыт, ток через катушку индуктивности L увеличивается и заряжает конденсатор С. Напряжение на конденсаторе С увеличивается до тех пор пока напряжение на инвертирующем входе УПТ не превысит опорное напряжение V_{REF}, в этот момент напряжение выхода УПТ переключает пороговое устройство, которое в свою очередь закрывает транзистор Т1. Энергия, запасенная а индуктивности L вызывает импульс напряжения отрицательной полярности, который поглощается диодом D1. Ток индуктивности I подается в нагрузку, после того, как ток в катушке L упадет ниже уровня тока нагрузки, емкость С начинает разряжаться и величина выходного напряжения уменьшается. Как только напряжение на инвертирующем входе превысит V_{REF}, транзистор Т1 откроется и цикл повторится.

Выходное напряжение колеблется около величины $V_{OUT} = V_{REF}$ (R2 + R1)/R1 с амплитудой, определяемой чувствительностью усилителя и отношением резисторов R1 и R2. Величина индуктивности определяется при допущении, что I_{OUT} (max) = 1.3 I_L и находится по формуле:

$$L = \frac{1.3\,(V_{IN} - V_{OUT})}{I_{OUT}\,(max) \times f} \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right),$$

где:
f — частота коммутации;
V_{IN} — входное напряжение;
V_{OUT} — выходное напряжение;
I_{OUT} (max) — максимальный ток нагрузки;
I_L — ток в индуктивности L.

При отсутствии резистора, шунтирующего выводы [14] и [15] на землю (См. **Рис. 4**), частота коммутации меняется в пределах 25...100 кГц в зависимости от температуры. Возможна синхронизация от внешних устройств (См. **Рис. 2**) прямоугольными импульсными амплитудой 2...4 В. Номинал резистора R1, подключенного между выводами [5] и [7], зависит от величины напряжения питания V_{CC1} и определяется по графику на **Рис. 3**.

Питание УПТ и порогового устройства может осуществляться как через транзистор Т1, так и непосредственно через вывод [6] (для этого надо соединить выводы [6] и [10]). Выходное напряжение регулируется с помощью резистора R2. Ток делителя R2, R3 должен быть не менее 1.5 мА. Синфазное входное напряжение на выводах [12] и [13] не должно превышать 2.8 В.

Рис. 1. Структурная схема импульсного стабилизатора

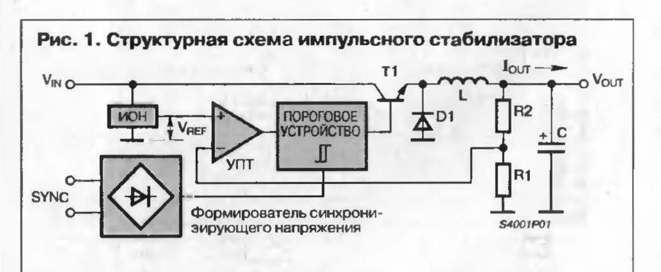


Рис. 2. Схема синхронизации

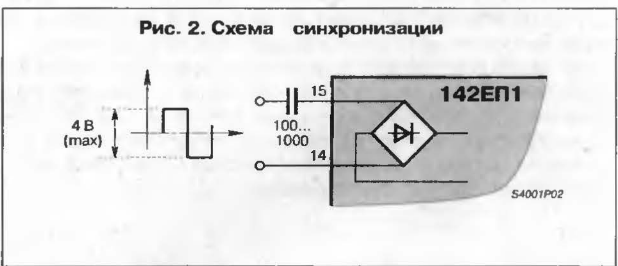
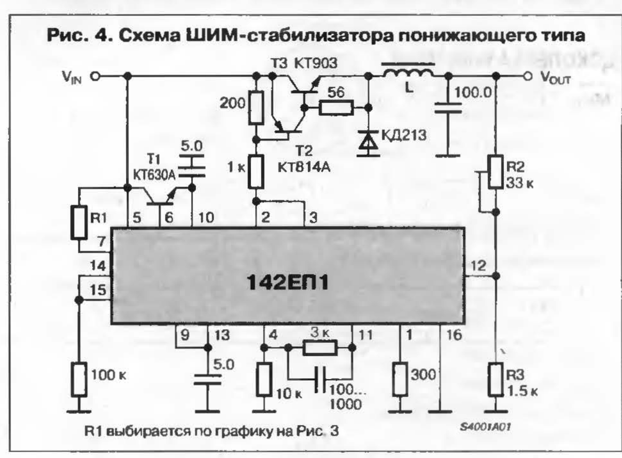


Рис. 3. Зависимость сопротивления резистора R1 от напряжения питания V_{CC1}

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 4. Схема ШИМ-стабилизатора понижающего типа



2

СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

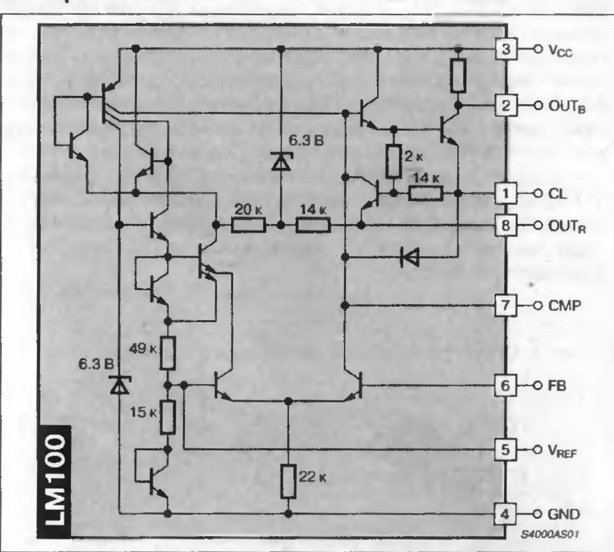
- **Регулировка выходного напряжения .... 2...30 В**
- **Нестабильность по напряжению .... ≤ 1%**
- **Нестабильность по току 1%**
- **Регулируемая схема защиты от КЗ**
- **Выходной ток при использовании внешнего транзистора .... > 5 А**
- **Может работать как линейный и как импульсный стабилизатор**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

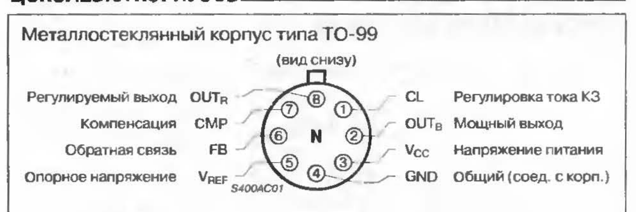
Микросхема LM100 представляет из себя интегральный монолитный стабилизатор напряжения. Прибор был спроектирован для применения как в источниках питания цифровых устройств, так и для построения прецизионных стабилизаторов напряжения.

Микросхема LM100 может применяться как в качестве линейного стабилизатора, так и в качестве импульсного стабилизатора с высоким КПД. Она имеет прекрасные переходные и нагрузочные характеристики, малую величину рассеиваемой мощности в дежурном режиме и не склонна к генерации при работе как на резистивную, так и на активную нагрузки.

ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Параметр	LM100	LM300	Единица измерения
Входное напряжение	40	35	В
Разность напряжений вход-выход	40	30	В
Мощность рассеивания	500	300	мВт
Рабочий диапазон температур кристалла	–55...+150	0...70	°С
Диапазон температур хранения	–65...+150	–55...+125	°С
Температура припоя (пайка 60 с)	300	260	°С

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

В рабочем диапазоне температур

Параметр	Условия		LM100 не менее	LM100 типовое	LM100 не более	LM300 не менее	LM300 типовое	LM300 не более	Единица измерения
Входное напряжение			8.5	—	40	8.0	—	30	В
Выходное напряжение			2.0	—	30	2.0	—	20	В
Разность напряжений вход-выход			3.0	—	30	3.0	—	20	В
Нестабильность по току	$R_{SC} = 0$, $I_O < 12$ мА		—	0.1	0.5	—	0.1	0.5	%
Нестабильность по напряжению	$V_{IN} - V_{OUT} \leq 5$ В		—	0.1	0.2	—	0.1	0.2	%/В
	$V_{IN} - V_{OUT} > 5$ В		—	0.05	0.2	—	0.05	0.1	%/В
Температурная стабильность	$-55 \leq T_A \leq +125$°С		—	0.3	1.0	—	—	—	%
	$0 \leq T_A \leq 70$°С		—	—	—	—	0.3	2.0	%
Напряжение обратной связи			—	1.8	—	—	1.8	—	В
Напряжение шума на выходе	10 Гц ≤ f ≤ 10 кГц	$C_{REF} = 0$	—	0.005	—	—	0.005	—	%
		$C_{REF} = 0.1$ мкФ	—	0.002	—	—	0.002	—	%

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ (Продолжение)

Параметр	Условия	LM100			LM300			Единица измерения
		не менее	типовое	не более	не менее	типовое	не более	
Долговременная стабильность		—	0.1	1.0	—	0.1	1.0	%/1000 ч
Ток потребления в дежурном режиме	V_{IN} = 40 В	—	1.0	3.0	—	—	—	мА
	V_{IN} = 30 В	—	—	—	—	1.0	3.0	мА
Минимальный ток нагрузки	$V_{IN} - V_{OUT}$ = 30 В	—	1.5	3.0	—	—	—	мА
	$V_{IN} - V_{OUT}$ = 20 В	—	—	—	—	1.5	3.0	мА

СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ

Рис. 1. Типовая схема включения

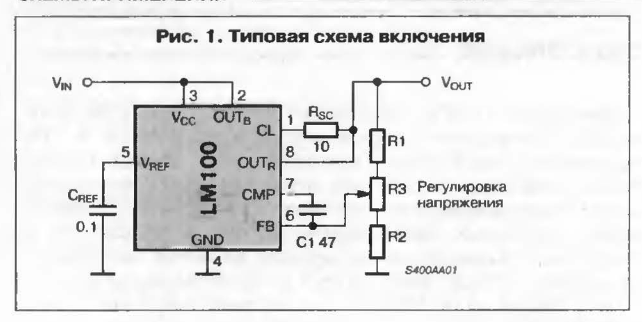


Рис. 2. Стабилизатор на ток 200 мА

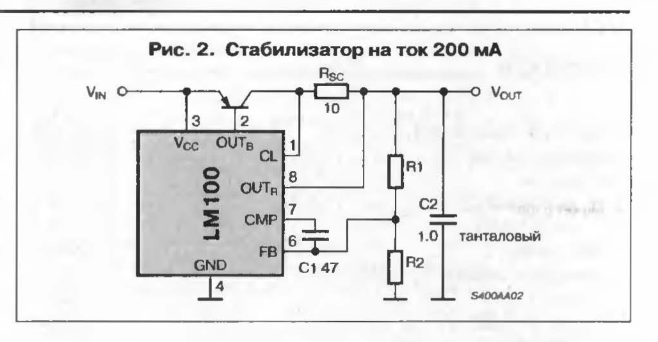


Рис. 3. Стабилизатор на ток 2 А

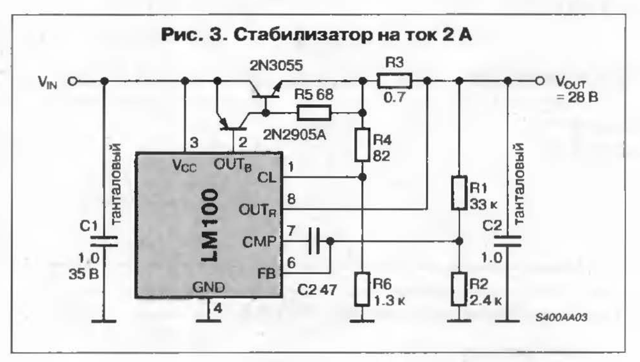
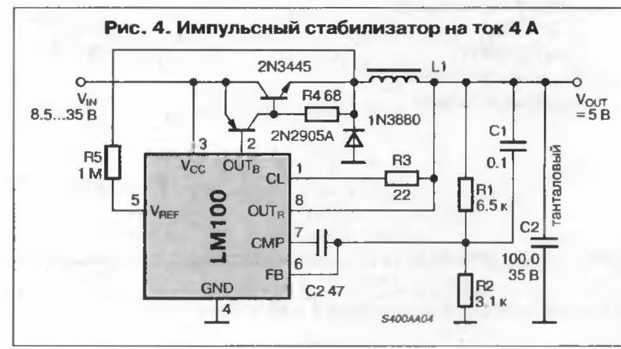


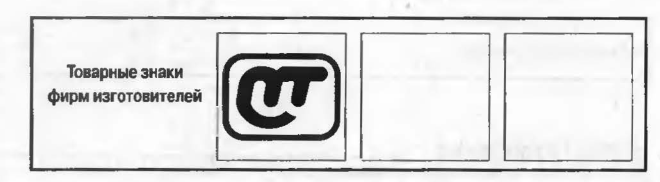
Рис. 4. Импульсный стабилизатор на ток 4 А



2

МОЩНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР 1155ЕУ1

Аналог
LAS6380



ОСОБЕННОСТИ

- **Коммутируемое напряжение** ..... < 40 В
- **Напряжение питания** ..... 6...36 В
- **Выходной ток:**
  - для 1155ЕУ1 ..... 5 А
  - для КР1155ЕУ1 ..... 8 А
- **Рабочая частота** ..... < 200 кГц
- **Рассеиваемая мощность (T_A = 25°С):**
  - для 1155ЕУ1 ..... 20 Вт
  - для КР1155ЕУ1 ..... 8.5 Вт
- **Диапазон рабочих температур:**
  - для 1155ЕУ1 ..... –60...+125°С
  - для КР1155ЕУ1 ..... –45...+85°С
- **Внутренняя тепловая защита**
- **Дистанционное управление**

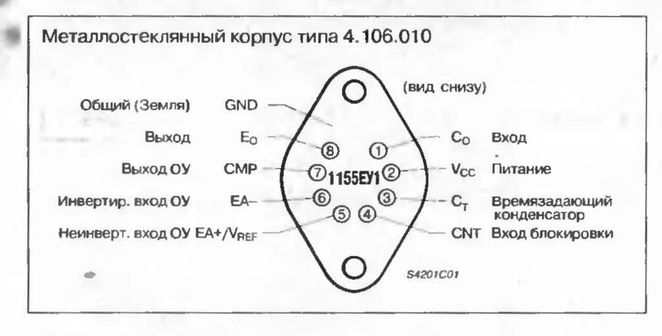
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

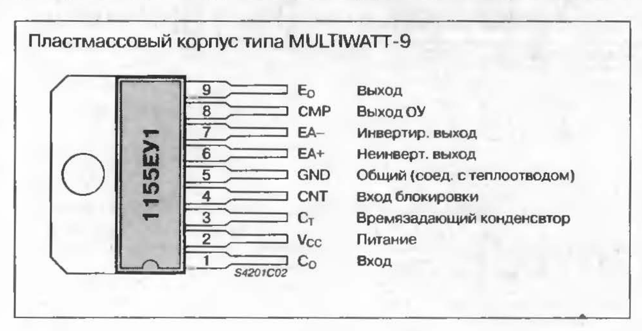
Микросхема 1155ЕУ1 представляет из себя схему управления мощным импульсным стабилизатором и предназначена для построения понижающих, повышающих и инвертирующих преобразователей постоянного тока с широтно-импульсной модуляцией и величиной коммутируемого тока до 5 А (8 А). Прибор имеет встроенные схемы защиты по току и температуре и специальный вывод для дистанционного включения/выключения. Микросхема 1155ЕУ1 выпускается в металлостеклянном корпусе типа 4.106.010, а КР1155ЕУ1 — в пластмассовом корпусе типа MULTIWATT-9.

ТИПОНОМИНАЛЫ

1155ЕУ1
КР1155ЕУ1
С-21
С-74

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ





СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы LAS6380, см. стр. 43.

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеют отличий от схем включения LAS6380, см. стр. 45.

LAMBDA SEMICONDUCTORS

Семейство LAS63xx

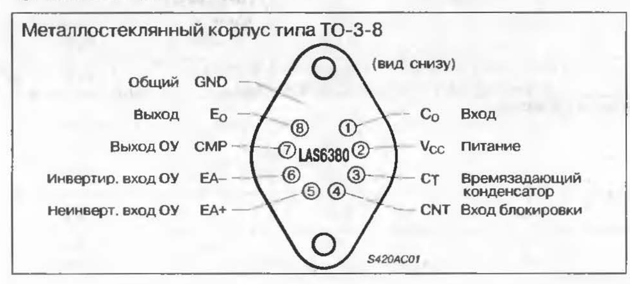
МОЩНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

ОСОБЕННОСТИ

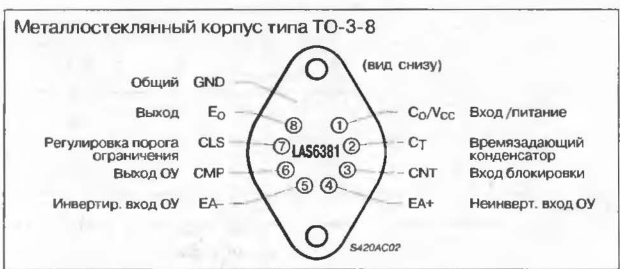
- Регулируемое выходное напряжение
- Ограничение тока в каждом периоде
- Внутренняя тепловая защита
- Вывод управления включением/выключением
- Частота коммутации .... 0...100 кГц

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Металлостеклянный корпус типа ТО-3-8



Металлостеклянный корпус типа ТО-3-8



Пластмассовый корпус типа MULTIWATT (SIP-9)

Пластмассовый корпус типа MULTIWATT (SIP-9)

LAS6381P1

9	E_O	Выход
8	CLS	Регулировка порога ограничения
7	CMP	Выход ОУ
6	EA–	Инвертир. выход
5	GND	Общий (соед. с теплоотводом)
4	EA+	Неинвертю выход
3	CNT	Вход блокировки
2	C_T	Времязадающий конденсатор
1	C_O/V_{CC}	Вход/питание

S420AC04

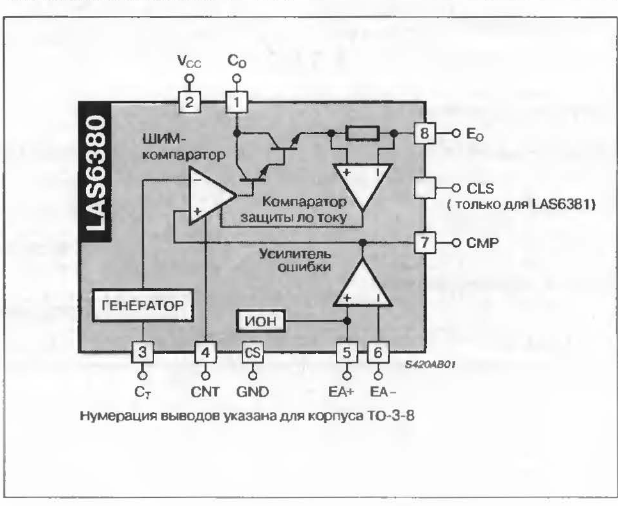
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Семейство интегральных микросхем LAS63xx предназначено для построения импульсных ШИМ-преобразователей с фиксированной частотой: обратноходовых, прямоходовых, Кука, как понижающих, так и повышающих, DC/DC-конвертеров, а также схем управления электродвигателями. Микросхемы семейства LAS63xx состоят из температурно-компенсированного ИОН, генератора пилообразного напряжения со схемой изменения частоты при перегрузках по току, линейного широтно-импульсного модулятора с управлением по заднему фронту и логической схемой подавления сдвоенных импульсов, усилителя ошибки и выходного составного транзистора Дарлингтона на 8 А со схемой защиты от перегрузки по току. Микросхемы LAS6380 и LAS6380P1 могут использоваться в понижающих и повышающих преобразователях. Микросхемы LAS6381 и LAS6381P1 предназначены для применения в понижающих преобразователях, где необходима регулировка порога ограничения выходного тока. Приборы серии LAS63xx выпускаются как в герметичных металлостеклянных корпусах ТО-3-8, так и в пластмассовых корпусах типа SIP-9.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Ограничение тока	Корпус
LAS6380	Фиксированное	ТО-3-8
LAS6381	Регулируемое	ТО-3-8
LAS6380P1	Фиксированное	SIP-9
LAS6381P1	Регулируемое	SIP-9

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



Нумерация выводов указана для корпуса ТО-3-8

2

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение питания цепей управления . . . . 35 В
Коллекторное напряжение выходного транзистора . . . . 35 В
Рассеиваемая мощность . . . . ограничена внутренне
Тепловое сопротивление кристалл-корпус:
для LAS6380/81 . . . . 1.5°С/Вт
для LAS6380P1/81P1 . . . . 0.8°С/Вт
Диапазон рабочих температур кристалла . . . . –25...+125°С
Диапазон температур хранения . . . . –25...+125°С
Температура выводов:
для корпуса TO-3-8 (пайка 60 с) . . . . 300°С
для корпуса SIP-9 (пайка 10 с) . . . . 260°С

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

При V_{CC} = 24 В, V_O = 5 В, I_O = В А, C_T = 5600 пФ, T_J = 25°С, если не указано иначе

Параметр	Символ	Условия измерения	Значение			Единица измерения
			не менее	типовое	не более	
ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ						
Опорное напряжение	V_{REF}		2.137	2.25	2.363	В
Нестабильность по входному напряжению	REG_{LINE}	V_{CC} = 12...30 В	—	0.015	0.04	%/В
Температурный коэффициент	T_C	T_J = 0...+125°С	—	0.01	0.02	%/°С
ГЕНЕРАТОР ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ						
Исходная погрешность частоты			-33	±10	+33	%
Нестабильность по входному напряжению	REG_{LINE}	V_{CC} = 12...30 В	—	0.1	0.15	%/В
Температурный коэффициент частоты	T_C	T_J = 0...+125°С	—	0.05	—	%/°С
Рабочий цикл	D_C		—	85	—	%
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ						
Напряжение смещения нуля			—	±5	—	мВ
Коэффициент передачи			—	2.7	—	мА/В
Выходной втекающий/вытекающий ток			—	0.26	—	мА
Диапазон синфазных входных напряжений			1.5	—	3.0	В
Коэффициент усиления по напряжению при разомкнутой петле обратной связи			50	60	—	дБ
ВЫХОДНОЙ ТРАНЗИСТОР						
Предельный коммутируемый ток	I_{CL}		9	11	13	А
Напряжение насыщения	V_{SAT}	$C_O = V_{CC}$, I_O = 4 А	—	1.6	—	В
		$C_O = V_{CC}$, I_O = 8 А	—	2.1	2.5	В
		E_O = GND, I_O = 4 А	—	0.9	—	В
		E_O = GND, I_O = 8 А	—	1.4	1.8	В
Коэффициент полезного действия	η		70	75	—	%
Время нарастания тока	t_R	индуктивная нагрузка	—	50	100	нс
Время спада тока	t_F	индуктивная нагрузка	—	700	900	нс
ВЫВОД УПРАВЛЕНИЯ						
Пороговое напряжение выключения			0.64	0.75	1.06	В
ПОТРЕБЛЯЕМАЯ МОЩНОСТЬ						
Ток потребления	I_Q	V_O = 0 В	—	18	30	мА

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 1. Область безопасной работы

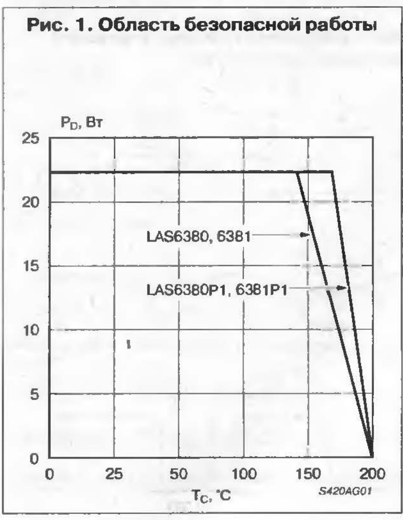


Рис. 2. Зависимость рассеиваемой мощности от входного напряжения

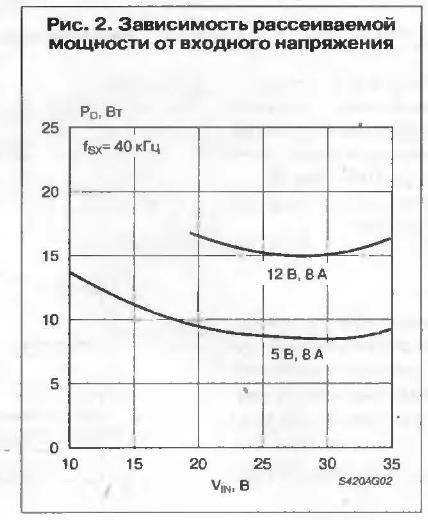


Рис. 3. Зависимость коэффициента полезного действия от входного напряжения

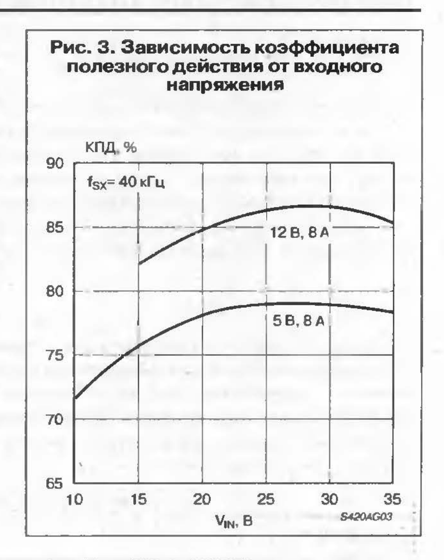
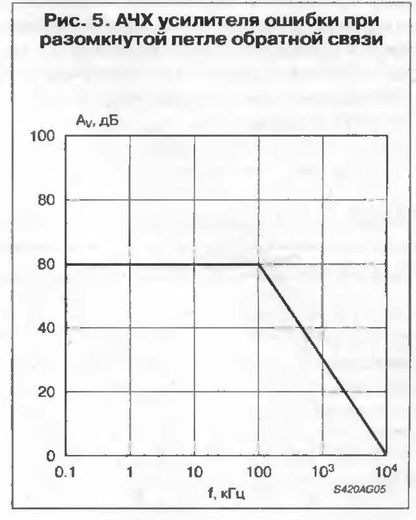


Рис. 4. Зависимость частоты праобразования от величины емкости времязадающего конденсатора

Рис. 5. АЧХ усилителя ошибки при разомкнутой петле обратной связи



ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Во всех приведенных схемах нумерация выводов для приборов серии LAS638x указана для корпуса ТО-3-8, а для остальных приводится по первоисточнику. Также введены следующие условные обозначения: ⓥ — регулировка напряжения, ❶ — регулировка тока, ⓣ — танталовый конденсатор, CS — корпус микросхемы.

Рис. 6. Понижающий преобразователь постоянного напряжения

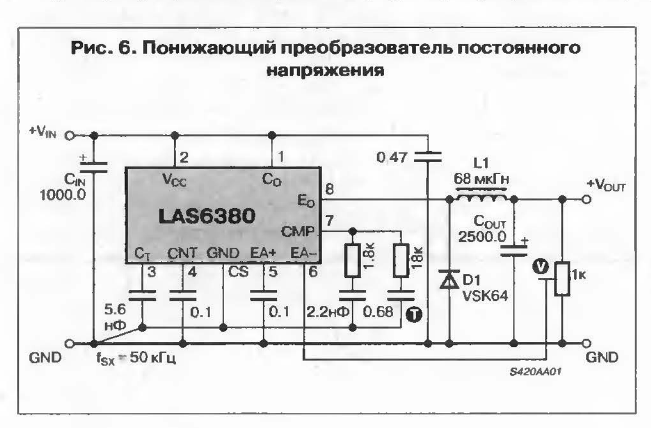
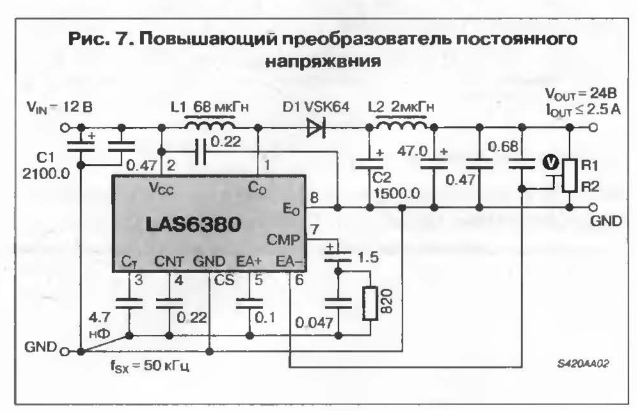


Рис. 7. Повышающий преобразователь постоянного напряжвния



ПОНИЖАЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ LAS63xx

ВВЕДЕНИЕ

Правильно рассчитанный понижающий преобразователь обеспечивает эффективное преобразование более высокого входного напряжения V_{IN} в пониженное выходное напряжение V_{OUT} путем коммутации напряжения V_{IN} транзисторным ключом и фильтрации полученного прямоугольного сигнала НЧ-фильтром (см. **Рис. 8**).

В идеальном случае, когда $V_{SAT} = V_D = 0$ В, отношение между входом и выходом определяется простым соотношением:

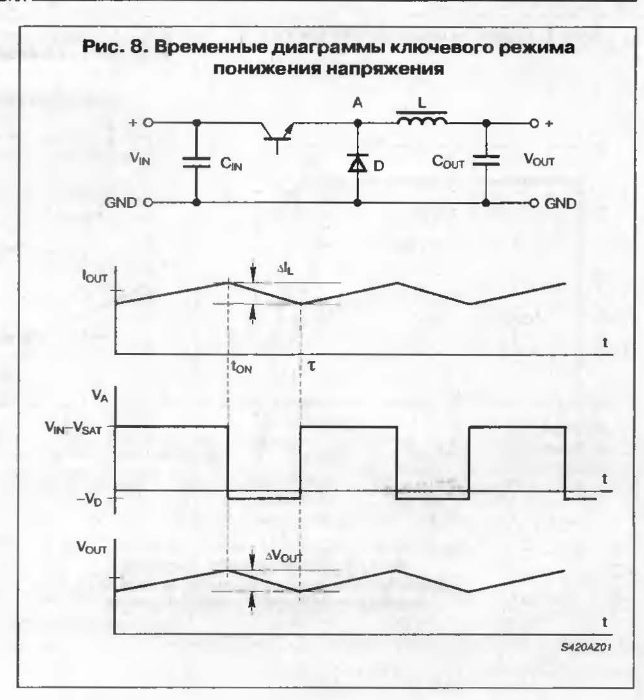
$$V_{OUT} = V_{IN}\left(\frac{t_{ON}}{\tau}\right),$$

где t_{ON}/τ — величина рабочего цикла прямоугольного сигнала. Реальные условия требуют учета потерь на преобразование. Полученная с учетом этих реальных условий система уравнений позволяет выполнить все этапы расчета преобразователя. Приведенное выше выражение для V_{OUT}, с учетом влияния напряжений V_{SAT} и V_D, будет иметь вид:

$$V_{OUT} = (V_{IN} - V_{SAT} + V_D)\left(\frac{t_{ON}}{\tau}\right) - V_D.$$

Расчетные формулы, которые приведены ниже, позволяют инженеру-разработчику надежно, с учетом потерь на преобразование, рассчитать понижающий преобразователь на базе LAS63xx. Коммутационные потери и потери мощности, вызванные током потребления, также включены в расчетные соотношения КПД и рассеиваемой преобразователем мощности.

Рис. 8. Временные диаграммы ключевого режима понижения напряжения



РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ

Параметр	Формула
Рабочий цикл	$\frac{t_{ON}}{\tau} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SAT} + V_D}$
Минимальное входное напряжение	$V_{IN}(min) = 1.2\,V_{OUT} + V_{SAT}$
Средний входной ток	$I_{IN} = I_{OUT}\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SAT} + V_D}$
КПД, (с достоверностью 85%)	$\eta_0 = \frac{(V_{IN} - V_{SAT} + V_D)V_{OUT}}{V_{IN}(V_{OUT} + V_D)}$
КПД, (с достоверностью 97%)	$\eta = \eta_0 / \left\{1 + \eta_0\left[\frac{V_{IN}}{V_{OUT}}(0.2\,\text{мкс})f_{SX} + \frac{0.02V_{IN}}{V_{OUT}I_{OUT}}\right]\right\} \times 100\%$
Размах пульсаций тока в катушке индуктивности	$\Delta I_L = (V_{IN} - V_{SAT} - V_{OUT})(V_{OUT} + V_D)/[L \times f_{SX}(V_{IN} - V_{SAT} + V_D)]$
Размах напряжения пульсаций на выходе	$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L\sqrt{\left(\frac{1}{8f_{SX}C_{OUT}}\right)^2 + (ESR)^2}$
Выходное напряжение	$V_{OUT} = \left(\frac{t_{ON}}{\tau}\right)(V_{IN} - V_{SAT} + V_D) - V_D$
Падение входного напряжения	$\Delta V_{IN} = I_{OUT}\sqrt{\left(\frac{1}{f_{SX}C_{IN}}\right)^2 + (ESR)^2}$
Мощность рассеиваемая LAS63xx	$P_D = I_{OUT}\left[\frac{V_{SAT}(V_{OUT} + V_D)}{V_{IN} - V_{SAT} + V_D} + (0.2\,\text{мкс})V_{IN}f_{SX}\right] + 0.02V_{IN}$

ПРЕДЕЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Параметр	Формула
ТРАНЗИСТОР	
Импульсный ток	$I_{OUT} + \Delta I_L/2$
Постоянный ток	I_{IN}
Запирающее напряжение	$V_{IN} + V_D$
ДИОД	
Импульсный ток	$I_{SC} + \Delta I_L/2$
Постоянный ток	$I_{OUT} - I_{IN}$
Обратное напряжение	$V_{IN} - V_{SAT}$
ВХОДНОЙ КОНДЕНСАТОР	
Ток пульсаций (rms) при частоте f_{SX}	$I_{OUT}\sqrt{D_C} - I_{IN}$
Напряжение на конденсаторе	V_{IN}
ВЫХОДНОЙ КОНДЕНСАТОР	
Ток пульсаций (rms)	$\Delta I_L/3$
Напряжение на конденсаторе	V_{OUT}

ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ РАЗРАБОТКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

МИНИМАЛЬНО ДОПУСТИМОЕ ВХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Нормальная работа преобразователя требует, чтобы входное напряжение V_{IN} превышало выходное напряжение V_{OUT}, поэтому необходимо определить минимально допустимое значение входного напряжения V_{IN}, которое обозначим как $V_{IN}(min)$. Напряжение V_{IN} (min) зависит от потерь в схеме и от максимального значения рабочего цикла (≈ 0.85 для микросхем серии LAS63xx):

$$V_{IN}(min) = \frac{1}{0.85}(V_{OUT} + V_D) + V_{SAT} - V_D. \quad (1)$$

Если напряжение V_{IN} меньше, чем $V_{IN}(min)$, то процесс стабилизации срывается.

СРЕДНИЙ ВХОДНОЙ ТОК

Средний входной ток I_{IN} определяется по формуле:

$$I_{IN} = I_{OUT}\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SAT} + V_D}. \quad (2)$$

Если в разработке предусмотрен входной (сетевой) трансформатор на частоту 60 Гц, то номинальное значение тока вторичной обмотки должно превышать ток I_{IN}.

ВЫБОР ВХОДНОГО КОНДЕНСАТОРА

Входной конденсатор обеспечивает ток нагрузки при замкнутом транзисторном ключе. Максимально допустимое падение входного напряжения ΔV_{IN} за время замкнутого состояния ключа определяется как значением емкости входного конденсатора, так и величиной его эквивалентного последовательного сопротивления (ESR), по формуле:

$$\Delta V_{IN} = \sqrt{I_{OUT}\left(\frac{1}{C_{IN}f_{SX}}\right)^2 + (ESR)^2}. \quad (3)$$

Конденсатор C_{IN} должен иметь малое значение активного последовательного сопротивления в импульсном режиме при среднеквадратичном значении тока пульсаций, большем, чем ток I_{CIN}. Конденсатор C_{IN} следует монтировать как можно ближе к выводу коллектора транзистора для уменьшения паразитной индуктивности.

$$I_{CIN} \geq I_{OUT}\sqrt{\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_{SAT} + V_D}} - I_{IN}. \quad (4)$$

ВЫБОР КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Для уменьшения размеров и индуктивности катушки большое значение имеет обоснованный выбор размаха пульсаций тока ΔI_L. Суммарное значение тока I_{OUT} (max) + ΔI_L должно быть меньше минимального значения порога ограничения тока (*CLT*). Иначе, если произойдет ограничение тока частотным сдвигом, срыв стабилизации напряжения V_{OUT} может произойти даже при неполной нагрузке. Обеспечение устойчивой стабилизации при номинальном токе нагрузки требует выполнения следующего условия:

$$\Delta I_L \leq 2\,(CLT - I_{OUT})\,(max), \quad (5)$$

где *CLT* – минимальное значение порога ограничения тока (из справочных данных).

Ток ΔI_L тем больше, чем меньше индуктивность, но при этом должно удовлетворяться неравенство (5). Большая индуктивность предпочтительнее в том отношении, что дает меньшие потери, связанные с напряжением ($ESR \times \Delta I_L$), и, следовательно, снижение нагрузки фильтрующих конденсаторов схемы. Потери ($ESR \times \Delta I_L$), вызываемые бросками тока через C_{OUT}, являются причиной нежелательных пульсаций напряжения V_{OUT}. Однако большей индуктивности соответствует худшая, по сравнению с номинальной, переходная характеристика нагрузки, что обуславливает большее значение минимального тока нагрузки схемы.

Если значение ΔI_L велико по сравнению с минимальным током нагрузки, работа катушки индуктивности становится непродуктивной (ток катушки индуктивности прекращается до начала следующего цикла t_{ON}). В результате процесс прерывается до начала следующего цикла t_{ON}, и напряжение пульсаций увеличивается, поскольку C_{OUT} поддерживает ток нагрузки во время отсутствия тока в катушке индуктивности. Для гарантии непрерывности процесса работы схемы, предельное значение тока $I_{OUT}(min)$ должно удовлетворять условию:

$$I_{OUT}(min) \geq \frac{\Delta I_L}{2}. \quad (6)$$

Выбор размаха пульсаций тока в пределах 10...40% от значения тока нагрузки является компромиссным между значением индуктивности и приемлемым напряжением пульсаций V_{OUT}.

2

Минимально допустимое значение индуктивности $L\ (min)$ определяется по формуле:

$$L = \frac{1}{\Delta I_L f_{SX}} \times (V_{IN} - V_{SAT} - V_{OUT})(V_{OUT} + V_D)/(V_{IN} - V_{SAT} + V_D), (7)$$

где f_{SX} – частота коммутации (которая определяется емкостью времязадающего конденсатора C_T). Зависимость частоты f_{SX} от емкости C_T приведена в справочных данных конкретной микросхемы серии LAS63xx.

При отсутствии постоянной составляющей тока индуктивность L возрастает на 25...40%, в зависимости от характеристик насыщения сердечника катушки. Более точное определение этой величины не существенно для расчета.

ВЫБОР ВЫХОДНОГО КОНДЕНСАТОРА

Выходной конденсатор определяет значение напряжения выходных пульсаций ΔV_{OUT}, которое зависит от емкости конденсатора и от номинального значения активного последовательного сопротивления ESR:

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L \sqrt{\left(\frac{1}{8 f_{SX} C_{OUT}}\right)^2 + (ESR)^2}. \qquad (8)$$

В качестве конденсатора C_{OUT} должен использоваться импульсный конденсатор с малым значением ESR с переменной составляющей тока более $\Delta I_L/\sqrt{3}$. Переходная характеристика выходного напряжения (то есть броски выходного напряжения при включении или изменении тока нагрузки) зависит от емкости выходного конденсатора. При выборе емкости конденсатора C_{OUT} не менее значений, приведенных в **Табл. 1**, максимальное значение такого броска ограничивается уровнем 0.5 В.

Табл. 1.

Типономинал	Рекомендуемое минимальное значение емкости конденсатора C_{OUT} [мкФ]
LAS6380/6380P	2500
LAS63xx/6350P	1800
LAS6330/6330P	1500
LAS6320P	1000

УЧЕТ ВЛИЯНИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Переходный процесс, вызванный ступенчатым изменением тока нагрузки, может привести к выбросу выходного напряжения V_{OUT} (как положительной, так и отрицательной полярности). Размах такого переходного процесса следует принимать во внимание при работе преобразователя с нагрузками различного типа. Переменные, которые влияют на подобного типа переходный процесс: эквивалентное последовательное сопротивление ESR конденсатора C_{OUT}, индуктивность катушки L и диапазон изменения тока нагрузки. Один из способов сглаживания такого переходного процесса – включение в схему внешнего нагрузочного резистора R, в качестве которого может служить эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора. Для сглаживания выбросов перерегулирования значения активного сопротивления катушки индуктивности R_L или эквивалентного последовательного сопротивления ESR должны удовлетворять следующим условиям:

$$R_L < 0.5\sqrt{\frac{L}{C}};$$

$$ESR > 2\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

При этом слишком большое значение ESR противоречит требованию обеспечения устойчивой работы схемы. Выбор значений L и C_{OUT} также позволяет уменьшить выбросы напряжения V_{OUT} при ступенчатом изменении тока нагрузки, причем без дополнительного рассеивания мощности на внешних резисторах.

$$+\Delta V_{OUT} = L\,(\Delta I_{OUT})^2/C_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT}),$$

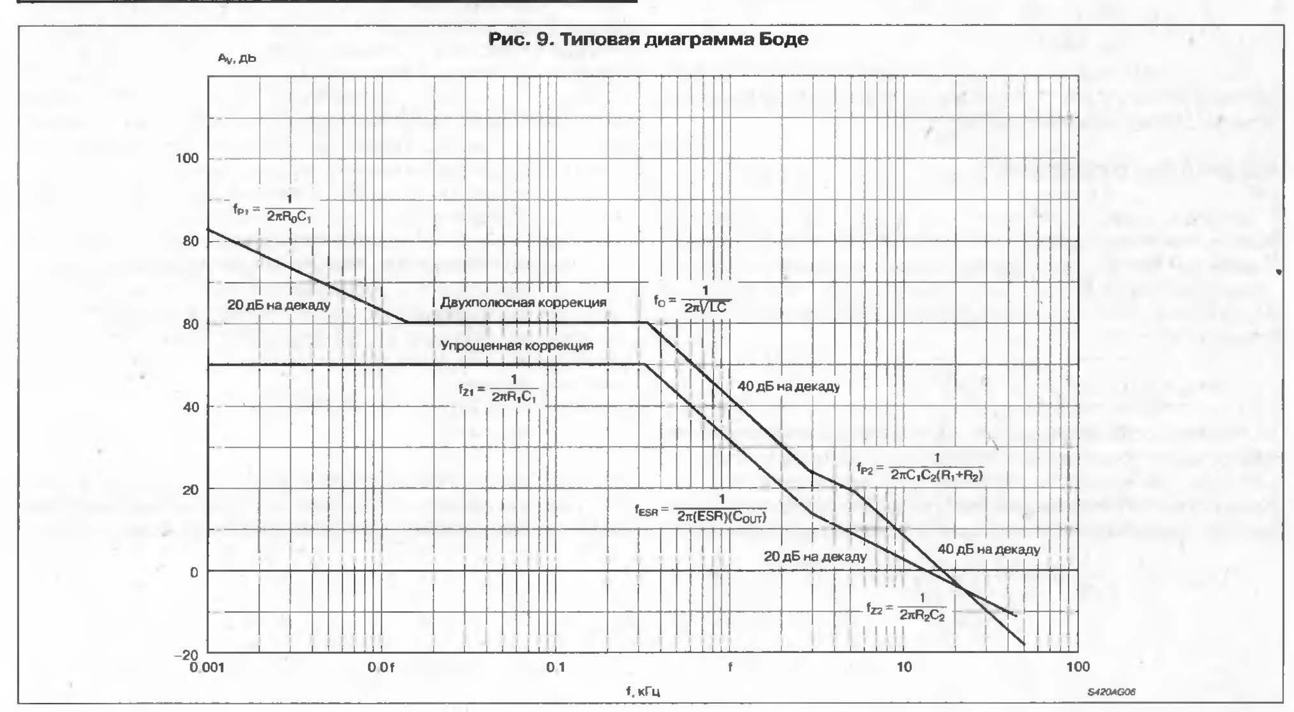
$$-\Delta V_{OUT} = L\,(\Delta I_{OUT})^2/C_{OUT}V_{OUT},$$

где:

$+\Delta V_{OUT}$ – изменение выходного напряжения V_{OUT} в результате ступенчатого увеличения тока нагрузки I_{OUT};

$-\Delta V_{OUT}$ – изменение выходного напряжения V_{OUT} в результате ступенчатого уменьшения тока нагрузки I_{OUT}.

Рис. 9. Типовая диаграмма Боде



УСТОЙЧИВОСТЬ РАБОТЫ СХЕМЫ

Петлевое усиление есть сумма коэффициентов передачи четырех последовательно соединенных звеньев:

1. Коэффициент передачи ШИМ-модулятора:

$$G_{PWM} = 20\,log\left(\frac{0.85}{0.70}\right) V_{IN},$$

где

0.70 – размах пульсаций выходного напряжения на временной диаграмме LAS63xx,

0.85 – типовое максимальное значение рабочего цикла импульсов коммутации для этой микросхемы.

2. Коэффициент передачи цепи обратной связи:

$$G_S = 20\,log\left(\frac{V_{REF}}{V_{OUT}}\right),$$

где $V_{REF} = 2.25$ В — опорное напряжение LAS63xx.

3. Коэффициент передачи усилителя сигнала ошибки:

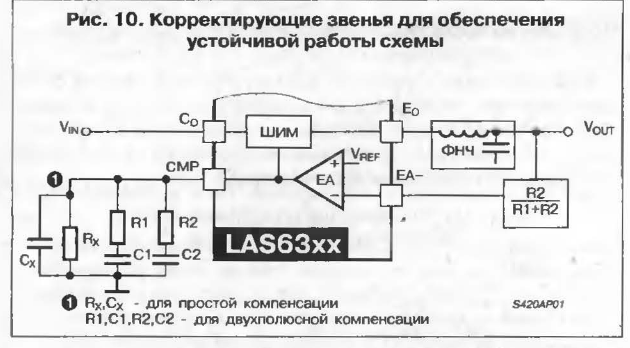
$G_{E/A} \approx 55$ дБ (коррекция с двумя полюсами);

$G_{E/A} \approx 30$ дБ (упрощенная коррекция).

4. Коэффициент передачи НЧ-фильтра (состоящего из катушки L, конденсатора C_{OUT} и эквивалентного последовательного сопротивления этого конденсатора *ESR*):

$G_F = 0$ (по постоянному току).

Рис. 10. Корректирующие звенья для обеспечения устойчивой работы схемы



Устойчивая работа микросхем серии LAS63xx обеспечивается любой из даух следующих цепей коррекции (См. **Рис. 10**):

1. Коррекция с даумя полюсами:

R1 = 18 кОм,
C1 = 0.68 мкФ,
C2 = 0.0022 мкФ,
R2 = 1.8 кОм;

2. Упрощенная коррекция:

R_X = 20 кОм,
C_X = 120 пФ.

Применение упрощенной коррекции позволяет уменьшить число дискретных компонентов схемы, но снижает коэффициент усиления по постоянному току. Например, при V_{IN} = 30 В и V_{OUT} = 5 В:

$A_V(DC) \approx 80$ дБ (коррекция с двумя полюсами);

$A_V(DC) \approx 50$ дБ (упрощенная коррекция).

На **Рис. 9** приведена диаграмма Боде для двух этих вариантов коррекции.

РАССЕИВАЕМАЯ МОЩНОСТЬ

Мощность рассеивания стабилизатора на микросхемах семейства LAS63xx $P_{D(63xx)}$ вычисляется по следующей формуле:

$$P_{D(63xx)} = I_Q V_{IN} + I_{OUT} V_{SAT}\left(\frac{V_{OUT}+V_D}{V_{IN}-V_{SAT}+V_D}\right) + \frac{1}{2}(t_R+t_F)\,f_{SX} V_{IN} I_{OUT}, \quad (9)$$

где f_{SX} – частота переключения, I_Q – ток в дежурном режиме, t_R и t_F, соответственно, время нарастания и спада тока коллектора. В **Табл. 2** приведены номинальные значения этих параметров для микросхем серии LAS63xx.

Табл. 2.

Типономинал	I_Q, [мА]	t_R, [нс]	t_F, [нс]
LAS6380/LAS6380P	30	200	700
LAS6350/LAS6350P	20	100	150
LAS6330/LAS6330P	20	100	150
LAS6320P/LAS6321P	20	200	200

Мощность, рассеиваемая диодом Шоттки, $P_{D(SCHOTTKY)}$:

$$P_{D(SCHOTTKY)} = I_{OUT} V_D (V_{IN} - V_{SAT} - V_{OUT})/(V_{IN} - V_{SAT} + V_D) + \frac{1}{6}(t_R+t_F)\,f_{SX}(V_{IN}-V_{SAT})\,I_{OUT}. \quad (10)$$

КПД ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИСТЕМЫ

КПД преобразования системы в целом определяется как отношение выходной мощности к входной мощности:

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \times 100\%, \quad (11)$$

где: $P_{IN} = P_{OUT} + P_{D(63xx)} + P_{D(SCHOTTKY)}$,

$$\eta = P_{OUT}/(P_{OUT} + P_{D(63xx)} + P_{D(SCHOTTKY)}) \times 100\%. \quad (12)$$

ВЫБОР РАДИАТОРА ОХЛАЖДЕНИЯ

Соответствующий радиатор выбирается исходя из значения теплового сопротивления радиатор-среда, Θ_{SA}:

$$\Theta_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P_{D(63xx)}} - \Theta_{JC} - \Theta_{CS}, \quad (13)$$

где T_J — температура кристалла стабилизатора,

T_A — температура окружающей среды,

Θ_{JC} — тепловое сопротивление кристал-корпус,

Θ_{CS} — тепловое сопротивление корпус-радиатор (≈ 0.1°C/Вт, при использовании теплопроводящего компаунда и при правильно подобранном моменте затяжки винтов крепления радиатора).

ОГРАНИЧЕНИЕ ПРЕДЕЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ ТОКА

Если протекающий через транзисторный ключ пиковый ток превышает пороговое значение ограничения по току, то частота генератора сдвигается таким образом, чтобы уравнять значение этого максимального тока и указанное пороговое значение. Ток измеряется на резисторе R_S, подключенном последовательно с эмиттером ключевого транзистора. Падение напряжения на резисторе R_S передается на вход компарвтора с номинальным значением порогового напряжения 1.7 В. Величина тока контролируется в каждом цикле коммутации, поэтому стабилизатор восстанавливает свою работоспособность сразу после прекращения КЗ

2

(перегрузки). Осуществить подстройку порога ограничения предельного значения тока позволяют микросхемы: LAS6331, LAS6351, LAS6381, LAS6321P. Пороговое значение ограничения предельного тока можно уменьшить подачей постоянного тока смещения на вывод CLS. На **Рис. 11** приведена рекомендуемая схема.

Рис. 11. Установка порогового значения тока ограничения

ОТКЛЮЧЕНИЕ ПО ПЕРЕГРЕВУ

В случае перегрева LAS63xx (типовое значение температуры кристала $T_J = +150°C$) стабилизатор отключается. Для его повторного включения требуется кратковременно снять входное напряжение или воспользоваться управляющим выводом.

УПРАВЛЯЮЩИЙ ВЫВОД

Управляющий вывод внутренне подключен ко входу триггера таким образом, что положительный импульс, проходящий на этот вывод через емкостную развязку, будет блокировать работу микросхемы до поступления отрицательного импульса, который снимает эту блокировку.

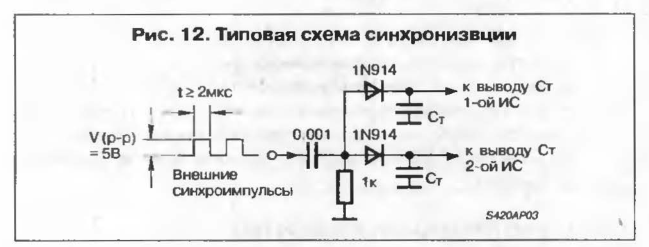
Напряжение на управляющем выводе CNT порядка 0.75 В и выше запрещает выдачу импульсов до тех пор, пока напряжение питания V_{CC} не опустится до значения около 4 В, или пока на выводе CNT не установится потенциал общего вывода.

Если между выводом CNT и землей подключить сопротивление не более 5 кОм, то возможность отключения микросхемы по перегреву будет блокирована. В связи с этим рекомендуется емкостная развязка. Когда управляющий вывод CNT не используется, между ним и землей следует подключить конденсатор емкостью 0.1 мкФ.

ТАКТОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ

На **Рис. 12** приведена типовая схема синхронизации работы одного или нескольких устройств с тактовой частотой f_{SX}.

Рис. 12. Типовая схема синхронизвции

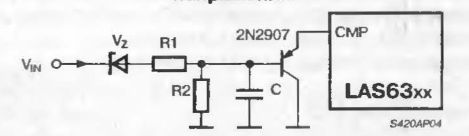


Внешняя тактовая частота выбирается по крайней мере на 35% выше частоты, задаваемой времязадающим конденсатором.

СХЕМА ОТКЛЮЧЕНИЯ СТАБИЛИЗАТОРА ПРИ ПОНИЖЕНИИ ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОСЛЕДУЮЩИМ "МЯГКИМ" ЗАПУСКОМ

Схема отключения стабилизатора при понижении входного напряжения с последующим "мягким" запуском (ULSS) уменьшает броски тока при включении микросхемы и, тем самым, сглаживает возникающие в связи с этим броски выходного напряжения. На **Рис. 13** приведена ULSS-схема.

Рис. 13. Схема отключения при понижении входного напряжения



Сразу после подъема напряжения V_{IN} до уровня 4.7 В при начальном включении питания логические схемы стабилизатора готовы к работе, но стабилизатор в целом с этого момента еще не готов к нормальному функционированию из-за влияния ULSS-схемы, которая закорачивает вывод CMP на землю. Когда напряжение V_{IN} превысит уровень напряжения V_Z, начинается процесс заряда конденсатора с постоянной времени, которая определяется значениями C, R1 и R2. По мере заряда конденсатора C, транзистор 2N2907 постепенно закрывается, и стабилизатор плавно выходит на рабочий режим. Время заряда конденсатора определяется по следующей формуле:

$$t_{SS} = \frac{R1R2}{R1 + R2} \times C_{IN}\left[1 - \frac{1.4}{V_{IN} - V_Z}\left(\frac{R1}{R2} + 1\right)\right].$$

Значения V_Z, R1 и R2 должны выбираться с учетом того, чтобы не превышалось напряжение пробоя прехода база-эмиттер транзистора 2N2907 (≈ 5 В).

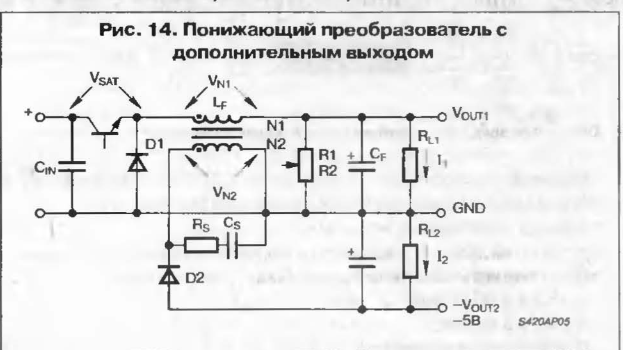
Примечание:

- Рекомендуется включать ULSS-схему в состав стабилизаторов всех типов, в том числе в повышающие стабилизвторы напряжения, преобразоватвли Кука, повышающие стабилизаторы инвертированного нвпряжвния и обратноходовые.

МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Во многих случаях требуется применение двухполярного стабилизированного напряжения для питания логических и линейных схем. На **Рис. 14** показан простой способ формирования дополнительного отрицательного напряжения, совместно с понижающим ключевым стабилизатором на базе серии LAS63xx.

Рис. 14. Понижающий преобразователь с дополнительным выходом



В катушку индуктивности фильтра схемы понижающего напряжения вводится дополнительная обмотка с тем, чтобы эта катушка выполняла функции как индуктивности, так и трансформатора. Эквивалентная схема такой катушки представляет собой параллельно соединенные индуктивность и идеальный трансформатор.

Условия работы в течение интервала t_{ON}:

V_{N1} — напряжение на обмотке N1 ≅ $V_{IN} - V_{OUT}$,
V_{N2} — напряжение на обмотке N2 ≅ N2/N1 ($V_{IN} - V_{OUT}$),
D2 — в режиме обратного смещения (отключен),
R_S и C_S образуют цепь гашения колебательных процессов.

Условия работы в течение интервала t_{OFF}:

V_{N1} — Напряжение на обмотке N1 ≅ $-(V_{OUT1} + V_{D1})$,
V_{N2} — Напряжение на обмотке N2 ≅ −(N2/N1) $(V_{OUT1} + V_{D1})$,
D2 работает в режиме прямого смещения (включен),

$$V_{OUT2} \cong V_{N2} + V_{D2},$$

$$I_{N1} = I_1 - \frac{N2}{N1}(I_2)$$

$$I_{N1} = I_1 + \frac{V_{IN} - V_{SAT} - V_1}{2L_{N1}} t_{ON}$$

$$I_O = I_1 - \frac{V_{IN} - V_{SAT} - V_1}{2L_{N1}} t_{ON}$$

$$t_{ON} = (V_1 - V_D)/(V_{IN} - V_{SAT} - V_D)f_{SX}$$

$$V_2 = \frac{N2}{N1}(V_1 - V_D) - V_D.$$

Для сохранения энергии, накопленной в обмотке N1 в течение интервала отключения t_{OFF}, должно выполняться условие:

$$\frac{N2}{N1} I_2 \leq I_1 - \left(\frac{V_{IN} - V_{SAT} - V_1}{2L_{N1}}\right) \times \left(\frac{V_1 + V_D}{V_{IN} - V_{SAT} - V_D} \times \frac{1}{f_{SX}}\right),$$

или приблизительно:

$$\frac{N2}{N1} I_2 \leq I_1 - \left(\frac{(V_{IN} - V_1)V_1}{2L_1 V_{IN} f_{SX}}\right),$$

где:

L_{N1} — индуктивность первичной обмотки;
L_{N2} — индуктивность вторичной обмотки;
V_D — падение напряжения на диоде;
N2/N1 — коэффициент трансформации (отношение числа витков вторичной и первичной обмоток),
I_{N1} — ток через первичную обмотку N1,
I_O — минимальный ток пульсаций в первичной обмотке N1 (без вторичной обмотки N2).

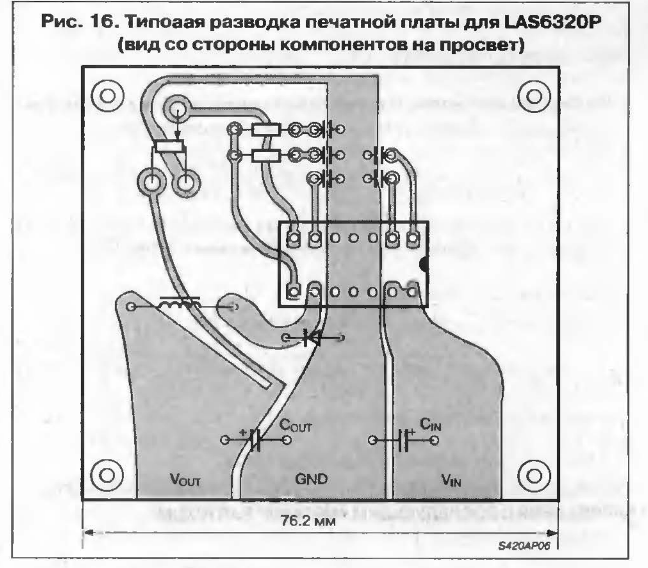
Рис. 15. Временные диаграммы коммутационного процесса

Регулировка выходного напряжения V_{OUT1} обеспечивается непосредственно микросхемой серии LAS63xx. Напряжение V_{OUT2} не регулируется, но оно отслеживает значение напряжения V_{OUT1} с учетом отношения числа витков вторичной и первичной обмоток N2/N1. При этом следует также учитывать падение напряжения на диоде. При отсутствии нагрузки вторичное напряжение (V_{OUT2}) увеличивается, что вызвано процессом заряда емкости выходного фильтра до максимального напряжения. Большие нагрузки приводят к большим значениям напряжения пульсаций, из-за более глубокой степени разряда конденсатора выходного фильтра. Для надежной стабилизации выходного напряжения V_{OUT2} потребляемая с этого выхода мощность должна составлять 1...10% от мощности потребляемой с выхода V_{OUT1}. Емкость конденсатора выходного фильтра определяется по формуле: $C_{F2} = 160/(f_{SX} R_{L2})$. Требуемое номинальное значение выходного напряжения устанавливается заданием соответствующего отношения числа витков вторичной и первичной обмоток N2/N1 .

РЕКОМЕНДАЦИИ ДЛЯ ОПТИМАЛЬНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СХЕМЫ

1. Используйте для монтажа печатную плату со сплошным фольгированием электротехнической медью верхнего заземленного слоя для миннмнзации паразитных индуктивностей и отсутствия земляных петель.
2. Обеспечьте предельно короткую длнну выводов и соединительных проводников, либо используйте четырехпроводное подключение (подключение по Кельвину).
3. Конденсатор C_{IN} следует устанавливать как можно ближе к коллектору транзистора. В противном случае требуется шунтирование коллектора на землю керамическим дисковым конденсатором емкостью 0.22 мкФ с тем, чтобы снизить влияние индуктивности проводннка между C_{IN} и коллектором.
4. Используйте только диоды Шоттки! В то время, когда транзистор закрыт, потенциал эмиттера оказывается ниже потенциала земли на величину падения напряжения на диоде. Это падение напряжения не должно превышать 0.6 В; в противном случае мощный транзисторный ключ микросхемы окажется прямосмещенным, что может привести к ее повреждению. Номинальное значение тока диода Шоттки должно равняться предвльному значению тока LAS63xx.
5. Для снижения паразитной индуктивности диод Шоттки следует разместить анодом рядом с точкой заземления C_{OUT}, а катодом — около эмиттера транзистора.
6. Рекомендуетсв емкостное шунтирование управляющего вывода и вывода опорного напряження (керамическими дисковымн конденсаторамн емкостью 0.1 мкФ).
7. Отдельные проводники мощных и слаботочных земель должны объединятся только в одной точке.
8. Увеличить, насколько это возможно, площадь сечення всех металлических проводников, по которым протекают большие токи.

Рис. 16. Типоаая разводка печатной платы для LAS6320P (вид со стороны компонентов на просвет)



На **Рис. 16** приведена типовая схема разводки печатной платы с учетом приведенных выше рекомендаций.

ПРИМЕР РАСЧЕТА № 1

1.0 Исходные данные:

$17.7 < V_{IN} < 22.3$ В,
$V_{OUT} = 5$ В,
$I_{OUT} = 5$ А,
$\Delta V_{IN} < 0.5$ В (р-р),
$\Delta V_{OUT} < 0.03$ В (р-р)
$f_{SX} = 50$ кГц,
$T_A = 50$°C.

1.1 Минимальное входное напряжение

Согласно справочным данным на LAS6350, типовое значение напряжения V_{SAT} = 2.4 В. Максимальное падение напряжения $V_D = 0.5$ В на диоде типа VSK64.

$$V_{IN}(min) = \frac{1}{0.85}(5 + 0.5) + 2.4 - 0.5 = 8.37 \text{ В}.$$

Результат расчета положительный, поскольку это значение $V_{IN}(min)$ меньше заданного нижнего уровня входного напряжения сети $V_{IN}(min) = 17.7$ В.

1.2 Средний входной ток

Из уравнения (2):

$$I_{IN} = 5\left(\frac{5 + 0.5}{17.7 - 2.4 + 0.5}\right) = 1.74 \text{ А}.$$

Этим условиям соответствует трансформатор на 60 Гц с номинальным значением тока 2 А.

1.3 Выбор входного конденсатора

Значение ΔV_{IN} вычисляется по формуле (3):

$$\Delta V_{IN} = 5\sqrt{1/(50[\text{кГц}] \times 760\,[\text{мкФ}])^2 + 0.039^2} = 0.22 \text{ В},$$

и меньше, чем требуемые 0.3 В.

1.4 Выбор катушки индуктивности

$\Delta I_L(max)$ согласно выражению (5):

$$\Delta I_L(max) = 2(5.5 - 5) = 1 \text{ А}.$$

Выбираем ΔI_L равным 0.7 А. Значение индуктивности находим согласно выражению (7) для максимальной величины V_{IN}:

$$L = \frac{1}{0.7\,(50\,[\text{кГц}])}\left[(22.3 - 2.4 - 5)\,\frac{5 + 0.5}{22.3 - 2.4 + 0.5}\right] = 115 \text{ мкГн}.$$

Катушка индуктивности типа HL-40184 с индуктивностью 120 мкГн при токе 5 А удовлетворяет этим требованиям с запасом.

1.5 Выбор выходного конденсатора

Значение ΔV_{OUT} вычисляется по формуле (8):

$$\Delta V_{OUT} = 0.7\sqrt{(1/(8 \times 50\,[\text{кГц}] \times 1800\,[\text{мкФ}]))^2 + 0.036^2} \approx 25 \text{ мВ}$$

и меньше, чем требуемые 30 мВ.

1.6 Мощность, рассеиваемая компонентами схемы

A. Стабилизатор LAS6300.
По формуле (9) находим:
Для $V_{IN} = 17.7$ В,

$$P_{6300} = 0.02 \times 17.7 + 5 \times 2.4 \times \left(\frac{5 + 0.5}{17.7 - 2.4 + 0.5}\right) +$$
$$+ 0.5\,(0.1 + 0.15)\,[\text{мкс}] \times 50\,[\text{кГц}] \times 17.7 \times 5 = 4.89 \text{ Вт}.$$

Для $V_{IN} = 20$ В,

$$P_{6300} = 0.02 \times 20 + 5 \times 2.4 \times \left(\frac{5 + 0.5}{20 - 2.4 + 0.5}\right) +$$
$$+ 0.5\,(0.1 + 0.15)\,[\text{мкс}] \times 50\,[\text{кГц}] \times 20 \times 5 = 4.50 \text{ Вт}.$$

Для $V_{IN} = 22.3$ В,

$$P_{6300} = 0.02 \times 22.3 + 5 \times 2.4 \times \left(\frac{5 + 0.5}{22.3 - 2.4 + 0.5}\right) +$$
$$+ 0.5\,(0.1 + 0.15)\,[\text{мкс}] \times 50\,[\text{кГц}] \times 22.3 \times 5 = 4.23 \text{ Вт}.$$

Выбор соответствующего радиатора ведется исходя из граничного значения мощности $P_{6300} = 6$ Вт. Для $P_{6300} = 6$ Вт, $T_A = +50$°C, $T_J = +125$°C, $\Theta_{CS} = 0.5$°C/Вт, и $\Theta_{JC} = 3.0$°C/Вт, величина теплового сопротивления теплоотвода, равная 9°C/Вт, находится по формуле (13).

B. Диод Шоттки.
По формуле (10) находим:
Для $V_{IN} = 17.7$ В,

$$P_{SCHOTTKY} = 5 \times 0.5 \times \left(\frac{17.7 - 2.4 - 5}{17.7 - 2.4 + 0.5}\right) + \frac{1}{6} \times$$
$$\times (0.1 + 0.15)\,[\text{мкс}] \times (17.7 - 2.4) \times 50\,[\text{кГц}] \times 5 = 1.80 \text{ Вт}$$

Для $V_{IN} = 20$ В,

$$P_{SCHOTTKY} = 5 \times 0.5 \times \left(\frac{20 - 2.4 - 5}{20 - 2.4 + 0.5}\right) + \frac{1}{6} \times$$
$$\times (0.1 + 0.15)\,[\text{мкс}] \times (20 - 2.4) \times 50\,[\text{кГц}] \times 5 = 1.93 \text{ Вт}$$

Для $V_{IN} = 22.3$ В,

$$P_{SCHOTTKY} = 5 \times 0.5 \times \left(\frac{22.3 - 2.4 - 5}{22.3 - 2.4 + 0.5}\right) + \frac{1}{6} \times$$
$$\times (0.1 + 0.15)\,[\text{мкс}] \times (22.3 - 2.4) \times 50\,[\text{кГц}] \times 5 = 2.04 \text{ Вт}$$

1.7 КПД преобразования

КПД (η) вычисляется по формуле (12) для трех значений V_{IN}:
Для $V_{IN} = 17.7$ В,

$$\eta = 5 \times 5 \times 100\%/(5 \times 5 + 4.89 + 1.80) = 78.9\%.$$

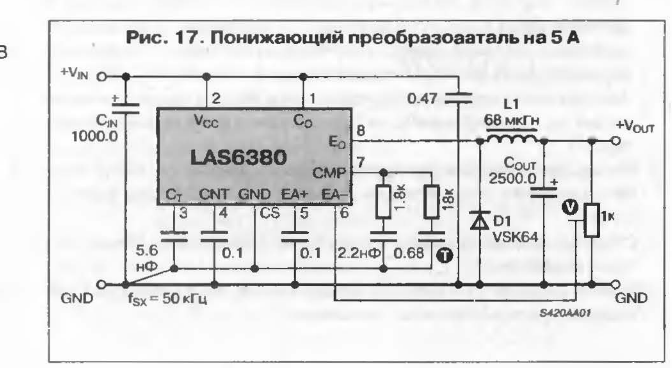
Для $V_{IN} = 20$ В,

$$\eta = 5 \times 5 \times 100\%/(5 \times 5 + 4.5 + 1.93) = 79.5\%.$$

Для $V_{IN} = 22.3$ В,

$$\eta = 5 \times 5 \times 100\%/(5 \times 5 + 4.23 + 2.04) = 79.9\%.$$

Рис. 17. Понижающий преобразоаатель на 5 А



ПРИМЕР РАСЧЕТА №2

2.0 Исходные данные:

$15 < V_{IN} < 25$ В,
$V_{OUT} = 5.0$ В,
$I_{OUT} = 2.0$ А,
$\Delta V_{IN} < 0.5$ В (р-р),
$\Delta V_{OUT} < 25$ мА (р-р),
$f_{SX} = 50$ кГц,
$T_A = 50$°С.

В этом примере использован графический способ расчета. Графики приведенных в этом примере зависимостей соответствуют LAS6320P.

2.1 Минимальное входное напряжение

Согласно **Рис. 20**, значение $V_{IN}(min) = 8.2$ В при $V_{OUT} = 5.0$ В и меньше заданного нижнего уровня входного напряжения 15 В.

2.2 Средний входной ток

Средний входной ток I_{IN} определяется по формуле:

$$I_{IN} = I_{OUT}(Dc) + 0.02 \text{ А};$$

где Dc — рабочий цикл импульсов управления транзисторным ключом, а 0.02 А — ток потребления LAS6320P. На **Рис. 21** показана зависимость рабочего цикла выходных импульсов от напряжений V_{IN}, V_{OUT} и потерь в схеме.

Номинальный ток вторичной обмотки входного трансформатора на 60 Гц должен быть больше, чем ток I_{IN}.

Максимальный входной ток имеет место при минимальном напряжении V_{IN}, — в данном случае при $V_{IN} = 15$ В. Рабочий цикл импульсов управления находим из кривых на **Рис. 21**:

$$Dc = 0.41.$$

В результате из приведенной выше формулы получаем:

$$I_{IN} = 0.41 \times 2 + 0.02 = 0.84 \text{ А}.$$

Трансформатор на 60 Гц с током 0.9 А (номинальное значение) полностью отвечает этим требованиям.

2.3 Выбор входного конденсатора

Значение ΔV_{IN} вычисляется по формуле (3):

$$\Delta V_{IN} = \sqrt{0.2/(50\,[\text{кГц}] \times 1000\,[\text{мкФ}])^2 + 0.64^2} = 0.283 \text{ В},$$

что меньше, чем требуемые 0.5 В.

Рис. 19. Понижающий преобразоаатель на ток 2 А

C_{IN}, C_{OUT} — с ESR = 0.064 Ом при f_{SX} = 50 кГц типа 511D-108M035EN4F (Sprague)
D1 - диод Шоттки на 3 А, 40 В типа VSK340 (Varo)
L1 - 290 мкГн при токе 2 А типа HL-20374 (Hurricane)
S420AA05

2.4 Выбор катушки индуктивности

Ток пульсаций катушки индуктивности ΔI_L влияет на выходное напряжение пульсаций, и поэтому его следует минимизировать. Значение индуктивности определяем по следующей формуле:

$$L = \frac{\alpha}{\Delta I_L f_{SX}},$$

где f_{SX} — частота коммутации (устанавливается соответствующим значением емкости времязадающего конденсатора C_T), и коэффициент α находим по графическим зависимостям, приведенным на **Рис. 22**, исходя из конкретных значений V_{IN}, V_{OUT} и потерь в схеме.

Примечание: Максимальный ток переключения не должен превышать пороговый уровень ограничения тока (2.2 А для LAS6320P). Это ограничевает максимальне значение тока ΔI_L:

$$\Delta I_L < 2\,(2.2 - I_{OUT})$$

при $V_{IN} = 25$ В, $V_{OUT} = 5$ В при токе 2 А, $\alpha = 4.2$ В (См. **Рис. 22**). Следовательно:

$$\Delta I_L = 4.2/(50\,[\text{кГц}] \times 290\,[\text{мкГн}]) = 0.29 \text{ А}.$$

Максимальное значение тока удовлетворяет условию $\Delta I_L < 0.4$ А.

2.5 Выбор выходного конденсатора

Значение ΔV_{OUT} вычисляется по формуле (8):

$$\Delta V_{OUT} = 0.3\sqrt{1/(8 \times 50\,[\text{кГц}] \times 1000\,[\text{мкФ}])^2 + 0.064^2} = 19.2 \text{ мВ}$$

меньше, чем требуемые 25 мВ. (Емкость конденсатора C_{OUT} = 1000 мкФ была выбрана в соответствии с **Табл. 1**).

2.6 Мощность, рассеиваемая компонентами схемы

Стабилизатор LAS6320P.

Рассеиваемую мощность можно вычислить по следующей формуле:

$$P_{6320P} = 0.02\,V_{IN} + 2.1\,I_{OUT}\,(Dc) + 0.2 \times 10^{-3}\,I_{OUT} V_{IN} f_{SX},$$

где размерность f_{SX} – кГц, а величина рабочего цикла импульсов управления (Dc) определяется по графическим зависимостям, приведенным на **Рис. 21**. Требуемые параметры радиатора можно определить по характеристикам рассеиваемой мощности, приведенным на **Рис. 23**.

Определяем величины мощности P_{6320P} для максимального и минимального значения V_{IN}.

Для $V_{IN} = 15$ В,

$$P_{6320P} = 0.02\,(15) + 2.1\,(2)\,(0.41) + 0.2 \times 10^{-3}\,(2)\,(15)\,(50) =$$

$$= 2.32 \text{ Вт},$$

Для $V_{IN} = 25$ В,

$$P_{6320P} = 0.02\,(25) + 2.1\,(2)\,(0.24) + 0.2 \times 10^{-3}\,(2)\,(25)\,(50) =$$

$$= 2.01 \text{ Вт}.$$

Выбираем радиатор исходя из рассеиваемой мощности 2.5 Вт. Согласно зависимостям **Рис. 23** для $T_A = +50$°С, минимально допустимый теплообмен требует значения Θ_{SA} не более 11°С/Вт.

2

Рис. 20. Зависимость минимального входного напряжения от выходного напряжения

$V_{IN(MIN)}$, В

0 5 10 15 20 25 30

V_{OUT}, В

S420AG07

Рис. 21. Зависимость величины рабочего цикла от входного напряжения

Рис. 22. Зависимость коэффициента α от входного напряжения

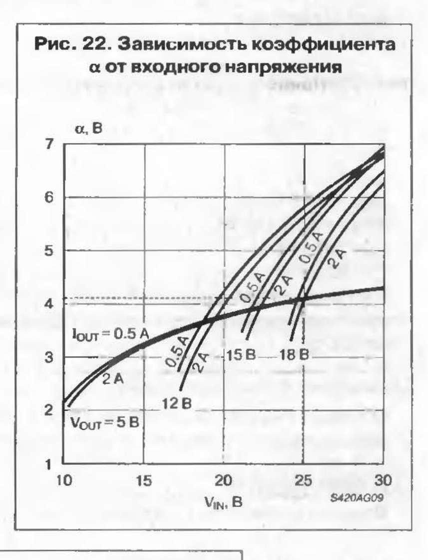


Рис. 23. Зависимость мощности рассеивания от температуры

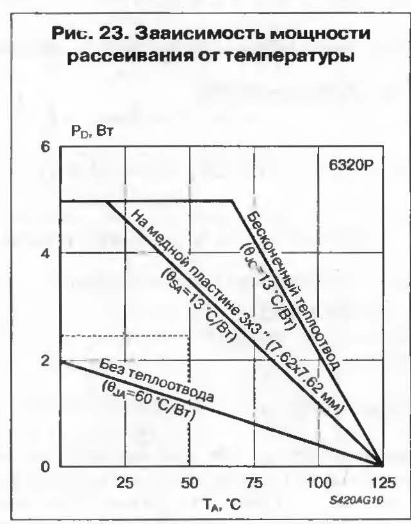
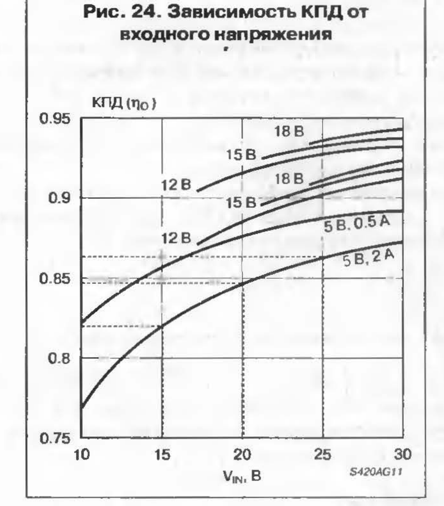


Рис. 24. Зависимость КПД от входного напряжения



Диод Шоттки

Рассеиваемую на диоде Шоттки мощность находим по формуле:

$$P_{SD} = 0.4\,(1 - Dc)\,I_{OUT} + (2/3) \times 10^{-4}\,(V_{IN} - 2.1)\,f_{SX}\,I_{OUT}\,,$$

где f_{SX} задается в кГц.

Мощность P_{SD} вычисляется для максимального значения V_{IN}.

$$P_{SD} = 0.4\,(1 - 0.24)\,(2) + \frac{2}{3} \times 10^{-4} \times (25 - 2.1)\,(50)\,(2) =$$

$$= 0.761 \text{ Вт}.$$

2.7 КПД преобразования

КПД преобразования по мощности (η) определяется как отношение выходной мощности к входной и зависит от величин V_{IN}, V_{OUT}, I_{OUT} и f_{SX}. КПД вычисляется по формуле:

$$\eta = \eta_0 \times 100\% \Big/ \left\{1 + \left[\frac{8}{3} \times 10^{-7} \times \frac{V_{IN} f_{SX}}{V_{OUT}} + 0.02\,\frac{V_{IN}}{V_{OUT} I_{OUT}}\right]\right\}\eta_0,$$

где η_0 определяется по графикам, приведенным на **Рис. 24**. Далее приводятся значения КПД для трех значений V_{IN}.

Табл. 3.

V_{IN}	η_0	η
15	0.822	77.5 %
20	0.847	78.5 %
25	0.863	78.4 %

Примечание:

* Корректирующая цепь предназначена для обеспечения устойчивой работы при частоте коммутации 20 кГц и выше, а также для уменьшения до уровня менее 0.5 В бросков выходного напряжения при включении стабилизатора и при перепадах тока нагрузки.

Входной и выходной конденсаторы:

Выбраны конденсаторы для импульсного режима работы Sprague Type 511D, емкость 1000 мкФ, эффективное последовательное сопротивление 0.064 Ом на частоте 50 кГц, тип #511D 108M 035 EN 4F

Катушка индуктивности:

Выбрана Hurricane Labs # HL-20374; 290 мкГн при токе 2 А.

Диод Шоттки:

Выбран диод Шоттки на 3 А, 40 В — Varo VSK340.

ТИПОВЫЕ СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ

Рис. 25. Понижающий преобразоаатель на ток нагрузки 5 А с рагулируемым выходным напряжением V_{OUT} и фиксироаанным ограничением тока

f_{SX} = 50 кГц
L1 - типа HL-40184 (Hurricane)
40 витков провода #18 на сердечнике #Т-106-26В

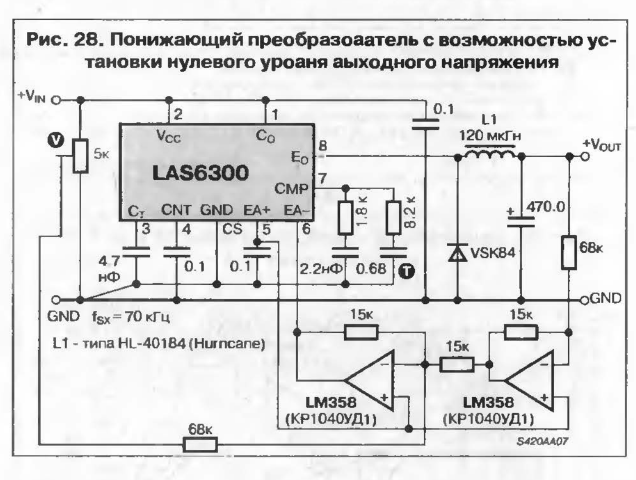
Рис. 26. Понижающий преобразоаатель на ток нагрузки 5 А с регулируемым аыходным напряжением V_{OUT} и регулируемым ограничением тока

f_{SX} = 50 кГц
L1 - типа HL-40184 (Hurricane)

Рис. 27. Понижающий преобразователь на ток нагрузки 8 А

C_{IN} - типа VPR761U040L1L (Mallory)
C_{OUT} - типа 511D228M025ER4F (Sprague)
D1 - диод Шотки типа VSK14 (Varo)
L1 - типа HL-8114 (Hurricane)
L2 - 5 витков пров. №14 на каркасе ∅ 0.375"(9.5 мм) без сердечника
Теплоотвод типа 5006В-15 (AAVID Engineering)

Рис. 28. Понижающий преобразоаатель с возможностью установки нулевого уроаня выходного напряжения

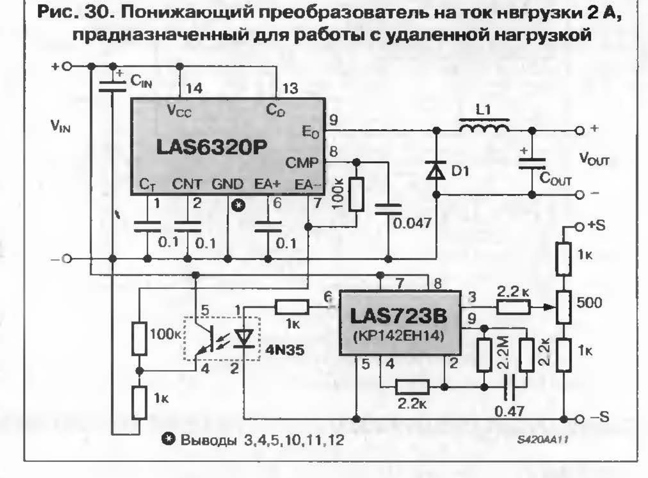


f_{SX} = 70 кГц
L1 - типа HL-40184 (Hurricane)

Рис. 29. Понижающий преобразователь с высоким аходным напряжением на максимальный ток нагрузки 5 А

f_{SX} = 20 кГц
● Выводы 3,4,5,10,11,12
C_{OUT} с малым ЭПС
$V_{Z1} = V_{IN}$–20 В (для $V_{CC} = V_{IN}–V_{Z1} \geq 20$ В)
$V_{Z2} = V_{IN}$–20 В

Рис. 30. Понижающий преобразователь на ток нвгрузки 2 А, прадназначенный для работы с удаленной нагрузкой

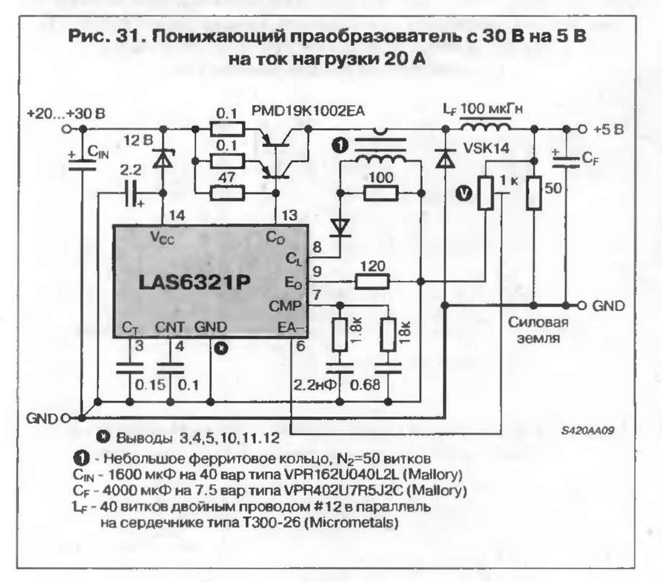


● Выводы 3,4,5,10,11,12

2

ТИПОВЫЕ СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ (Продолжение)

Рис. 31. Понижающий прабразователь с 30 В на 5 В на ток нагрузки 20 А

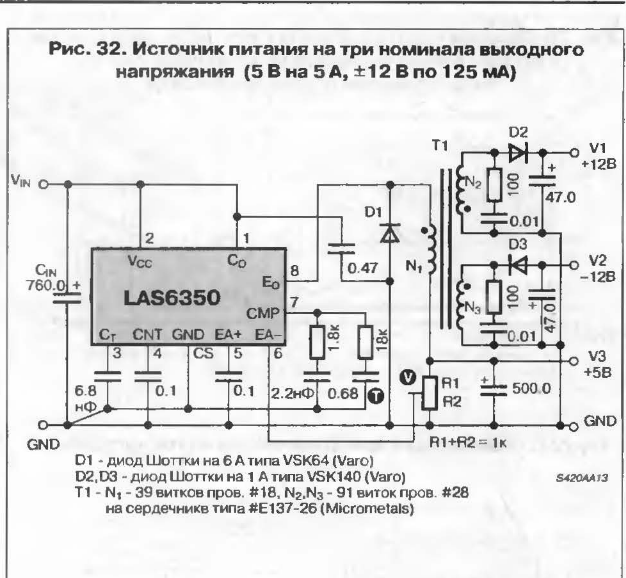


Выводы 3,4,5,10,11,12

- Небольшое ферритовое кольцо, N_2=50 витков

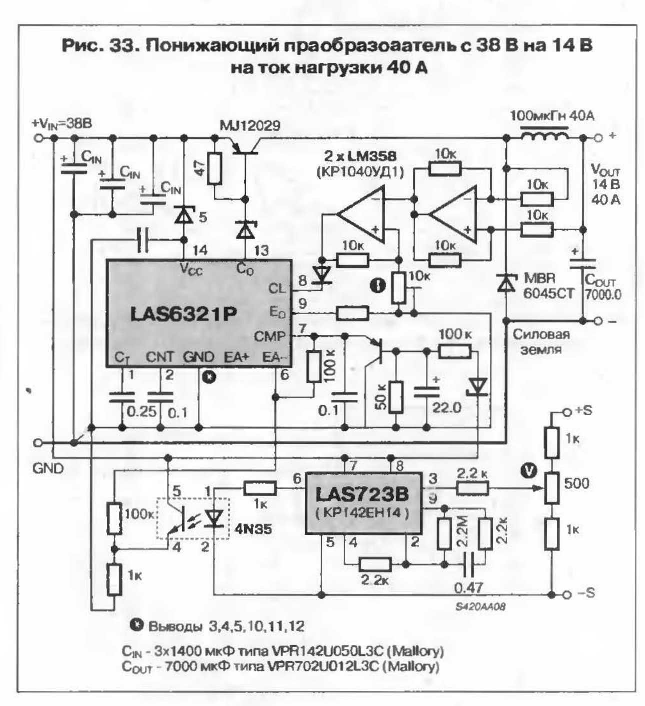
C_{IN} - 1600 мкФ на 40 вар типа VPR162U040L2L (Mallory)
C_F - 4000 мкФ на 7.5 вар типа VPR402U7R5J2C (Mallory)
L_F - 40 витков двойным проводом #12 в параллель на сердечнике типа T300-26 (Micrometals)

Рис. 32. Источник питания на три номинала выходного напряжения (5 В на 5 А, ±12 В по 125 мА)



D1 - диод Шоттки на 6 А типа VSK64 (Varo)
D2,D3 - диод Шоттки на 1 А типа VSK140 (Varo)
T1 - N_1 - 39 витков пров. #18, N_2,N_3 - 91 виток пров. #28 на сердечнике типа #E137-26 (Micrometals)

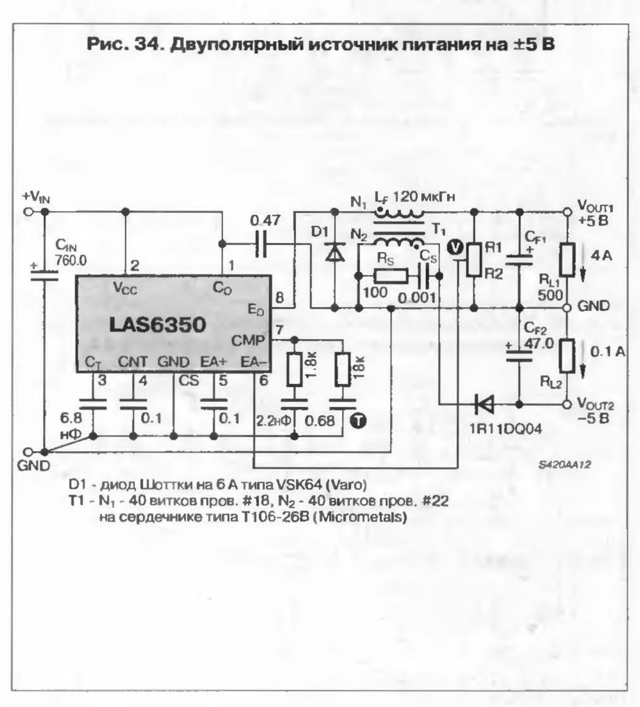
Рис. 33. Понижающий прабразоазатель с 38 В на 14 В на ток нагрузки 40 А



Выводы 3,4,5,10,11,12

C_{IN} - 3x1400 мкФ типа VPR142U050L3C (Mallory)
C_{OUT} - 7000 мкФ типа VPR702U012L3C (Mallory)

Рис. 34. Двуполярный источник питания на ±5 В



D1 - диод Шоттки на 6 А типа VSK64 (Varo)
T1 - N_1 - 40 витков пров. #18, N_2 - 40 витков пров. #22 на сердечнике типа T106-26B (Micrometals)

ПОВЫШАЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ LAS63xx

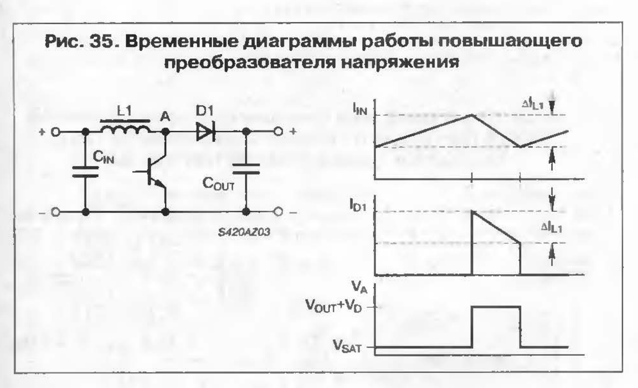
ВВЕДЕНИЕ

Повышающий преобразователь формирует выходное напряжение большей величины, чем входное напряжение. Такой преобразователь реализуется соединением катушки индуктивности, диода и управляемого ключа, отличным от конфигурации используемой для понижающего преобразователя. В рассматриваемом случае катушка индуктивности с включенным последовательно диодом подключены между входным источником питания и нагрузкой, а микросхема обеспечивает коммутацию узла диод-катушка на землю при помощи низкоомного ключа. При размыкании ключа, потенциал узла диод-катушка нарастает до уровня $V_{OUT} - V_D$. На протяжении всего интервала времени разомкнутого состояния ключа происходит заряд конденсатора выходного фильтра. При замкнутом ключе диод обратно смещен и происходит разряд энергии, накопленной конденсатором выходного фильтра, на нагрузку.

Приведенные далее примеры схем иллюстрируют типовые применения LAS63xx в повышающих импульсных стабилизаторах. Расчетные формулы полезны для понимания теоретических основ и принципов работы повышающего преобразователя. Эти формулы необходимы также при модификации приведенных ниже схем с целью улучшения отдельных показателей ИВП.

В повышающем преобразователе с регулируемым выходным напряжением V_{OUT} на ток нагрузки до 1.5 А (См. **Рис. 36**), несмотря на встроенную в прибор LAS6350 защиту от бросков тока, рекомендуется использовать предохранитель или схему автоматического выключения для защиты обмотки индуктивности, диода и входного источника от КЗ. Выходной П-образный фильтр используется для ослабления индуктивных выбросов напряжения и напряжения пульсаций до уровня, при котором исключается возбуждение схемы по входу усилителя ошибки. Для улучшения показателей схемы один слой фольгирования платы используется как земляной и земляные проводники соединяются, как показано на схеме **Рис. 36**. Выбранная частота коммутации 70 кГц позволяет снизить потери на LAS6350 и диоде Шоттки до уровня, не превышающего 10% от суммарных (общих) потерь схемы. Повышающий преобразователь с двуполярным выходом (См. **Рис. 37**) работает от однополярного входного питания. Отсутствие трансформатора в схеме упрощает ее разработку, улучшает показатели стабилизируемого выходного напряжения. Диоды D2 и D3 компенсируют потери на диоде D4 и конденсаторе емкостью 10 мкФ, который уменьшает нестабильность по напряжению вторичного инвертированного выхода до уровня, не превышающего 5%. Если, согласно исходным требованиям к выходному напряжению, допустимо отклонение порядка 10%, то диод D3 не требуется. Трансформаторы в схемах на **Рис. 38** и **Рис. 39** выполнены на сердечниках с зазором, обмотки бифилярные многослойные с изолирующими слоями из фторопластовой ленты.

Рис. 35. Временные диаграммы работы повышающего преобразователя напряжения



ПРЕДЕЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Параметр	Значение
ТРАНЗИСТОР	
Импульсный ток	$I_{IN} + \Delta I_L/2$
Постоянный ток	$I_{IN} - I_{OUT}$
Залирающее напряжение	$V_{OUT} + V_D$
ДИОД	
Импульсный ток	$I_{IN} + \Delta I_L/2$
Постоянный ток	I_{OUT}
Обратное напряжение	$V_{OUT} - V_{SAT}$
ВХОДНОЙ КОНДЕНСАТОР	
Ток пульсаций (p-p)	ΔI_L
Напряжение на конденсаторе	V_{IN}
ВЫХОДНОЙ КОНДЕНСАТОР	
Ток пульсаций (p-p)	$I_{IN} + \Delta I_L/2$
Напряжение на конденсаторе	V_{OUT}

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ

ПАРАМЕТР	ФОРМУЛА
Рабочий цикл импульсов управления	$\frac{t_{ON}}{\tau} = \frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{V_{OUT} + V_D - V_{SAT}}$
Минимальное входное напряжение	$V_{IN}(min) = \frac{V_{OUT} + V_D - V_{SAT}}{I_{SD}(min)} \times I_{OUT} + V_{SAT}$
Средний входной ток	$I_{IN} = I_{OUT}\frac{V_{OUT} + V_D - V_{SAT}}{V_{IN} - V_{SAT}}$
КПД, с достоверностью 85%	$\eta_0 = V_{OUT}(V_{IN} - V_{SAT}) \Big/ [V_{IN}(V_{OUT} + V_D - V_{SAT})]$
КПД, с достоверностью 97%	$\eta = \eta_0 \times 100\% \Big/ \left(1 + \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times 0.2\,[\text{мкс}]\, f_{SX} + \eta_0 \frac{0.02\,V_{DN}}{V_{OUT} I_{OUT}}\right)$
Размах тока пульсаций в катушке индуктивности	$\Delta I_L = (V_{IN} - V_{SAT})(V_{OUT} + V_D - V_{IN}) \Big/ [L\, f_{SX}(V_{OUT} + V_D - V_{SAT})]$
Размах напряжения пульсаций на выходе	$\Delta V_{OUT} = I_{OUT}\frac{V_{OUT} + V_D - V_{SAT}}{V_{IN} - V_{SAT}}\sqrt{\left(\frac{1}{f_{SX} C_{OUT}}\right)^2 + (ESR)^2}$
Выходное напряжение	$V_{OUT} = \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{1 - t_{ON}/\tau} - V_D + V_{SAT}$
Падение входного напряжения	$\Delta V_{IN} = \Delta I_L\sqrt{\left(\frac{1}{8\, f_{SX} C_{IN}}\right)^2 + (ESR)^2}$
Мощность, рассеиваемая LAS63xx	$P_D = I_{OUT}\frac{V_{OUT} + V_D - V_{SAT}}{V_{IN} - V_{SAT}} \times \left[0.2\,[\text{мкс}]\, f_{SX} V_{OUT} + V_{SAT}\frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{V_{OUT} + V_D - V_{SAT}}\right] + 0.02 V_{IN}$

2

ТИПОВЫЕ СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ

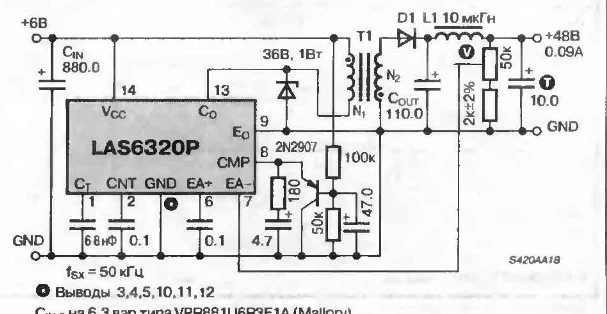
Рис. 36. Повышающий преобразователь на ток нагрузки до 1.5 А с регулируемым выходным напряжением V_{OUT}

C1 - типа VPR212-025L2C, 10 вар (Mallory)
C2 - типа VPR102-040N1L, 10 вар (Mallory)
D1 - диод Шоттки типа VSK64 (Varo)
L1 - типа HL-40184 (Hurricane)
L2 - 10 витков пров. #18 на каркасе Ø 6 мм без сердечника

Рис. 37. Бестрансформаторный преобразователь с двумя выходными напряжениями

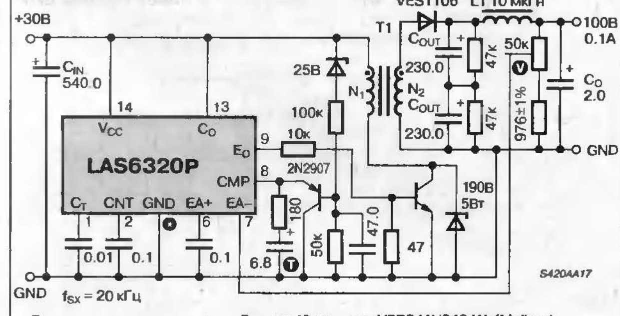
D1-D5 - диод Шоттки типа VSK140 (Varo)
L1 - типа HL-40184 (Hurricane)
L2,L3 - 10 витков пров. #18 на каркасе Ø 6 мм без сердечника

Рис. 38. Повышающий преобразователь постоянного входного напряжения +6 В в постоянное выходное напряжения 48 В при токе 90 мА



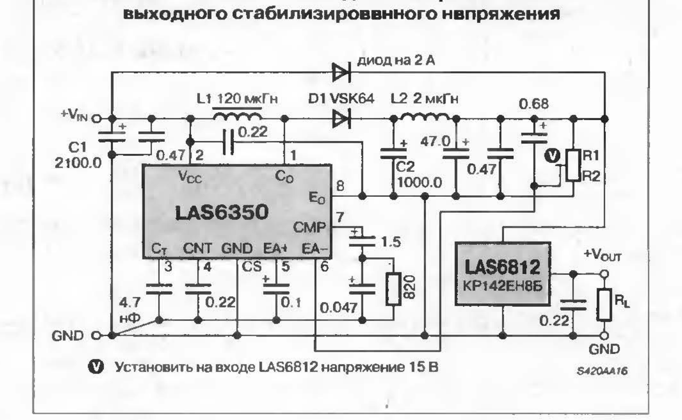
f_{SX} = 50 кГц
● Выводы 3,4,5,10,11,12
C_{IN} - на 6.3 вар типа VPR881U6R3E1A (Mallory)
C_{OUT} - на 50 вар типа VPR111U050E1A (Mallory)
D1 - высокоскоростной диод на 1 А, 100 В типа UES1002 (Unitrode)
L1 - типа HL-8121 (Hurricane)
T1 - N1= 11 витков пров. #24, N2= 66 витков пров. #26 на ферритовом сердечнике типа 3019P-A1000-387

Рис. 39. Обратноходовой повышающий преобразователь с +30 В постоянного входного напряжения на 100 В выходного напряжения при токе 100 мА



f_{SX} = 20 кГц
● Выводы 3,4,5,10,11,12
C_{IN} - на 40 вар типа VPR541U040J1L (Mallory)
C_O - на 200 вар типа VPR22 (Mallory)
C_{OUT} - на 75 вар типа VPR231U075J1 (Mallory)
L1 - типа HL-8121 (Hurricane)
T1 - N1= 22 витка пров. #26, N2= 68 витков пров. #26 на ферритовый сердечник типа 3019P-A1000-387

Рис. 40. Повышающе-понижающий преобразователь с 6...22 В постоянного входного напряжения на 12 В выходного стабилизированного напряжения



Ⓥ Установить на входе LAS6812 напряжение 15 В

ИНВЕРТИРУЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ LAS63xx

ВВЕДЕНИЕ

Инвертирующий преобразователь формирует стабилизированное выходное напряжение с полярностью, обратной полярности входного напряжения. В зависимости от выбранной схемотехники могут быть реализованы инвертирующие преобразователи повышающего и понижающего типа, другими словами, инвертирующие повышающие преобразователи, преобразователи Кука и обратноходовые преобразоватвли (См. **Рис. 41**).

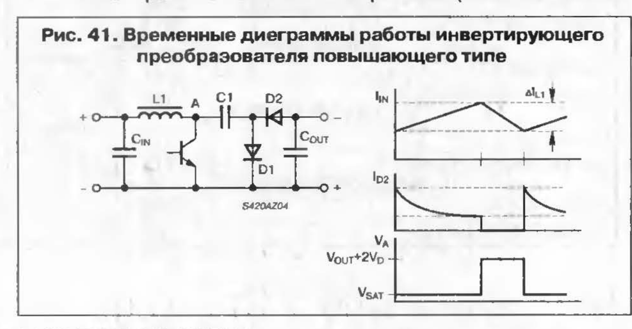
Далее приведены примеры типовых схем применения LAS63xx в импульсных инвертирующих преобразователях. Расчетные формулы полезны для понимания теоретических основ и принципов работы инвертирующего преобразователя. Эти формулы необходимы также при модификации приведенных ниже схем с целью улучшения отдельных показателей ИВП.

На **Рис. 43** показаны два типа схемотехники инвертирующего преобразователя, меняющие полярность выходного напряжения, относительно входного напряжения:

1. Преобразователь Кука, работающий как на повышение, так и на понижение напряжения (схема на **Рис. 43** работает как преобразователь Кука при подключении элемента L2),
2. Повышающий (бустерный) преобразователь, который работает только в режиме повышения напряжения (схема на **Рис. 43** работает как бустерный преобразователь при подключении элемента D2).

Бустерный преобразователь использует два направляющие ток диода, подключенные к конденсатору C1, обеспечивающему пере-

Рис. 41. Временные диеграммы работы инвертирующего преобразователя повышающего типе



ПРЕДЕЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Для инвертирующего преобразователя повышающего типа

Параметр	Значение
ТРАНЗИСТОР	
Импульсный ток	$I_{IN} + I_{OUT} + \Delta I_L/2$
Постоянный ток	I_{IN}
Запирающее напряжение	$V_{OUT} + 2V_D$
ДИОДЫ	
Импульсный ток	(для **D1**) $I_{IN} + \Delta I_L/2$; (для **D2**) $I_{OUT}/(1 - I_{OUT}/I_{IN})$
Постоянный ток	I_{OUT}
Обратное напряжение	$V_{OUT} + V_D$
КОНДЕНСАТОР C1	
Ток пульсаций (p-p)	$I_{IN}/(1 - I_{OUT}/I_{IN})$
Напряжение на конденсаторе	$V_{SAT} + V_D + V_{OUT}$
ВХОДНОЙ КОНДЕНСАТОР C_{IN}	
Ток пульсаций (p-p)	ΔI_L
Напряжение на конденсаторе	V_{IN}
ВЫХОДНОЙ КОНДЕНСАТОР C_{OUT}	
Ток пульсаций (p-p)	$I_{OUT}/(I_{IN}/I_{OUT} - 1)$
Напряжение на конденсаторе	V_{OUT}

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ (Для инвертирующего преобразователя повышающего типа)

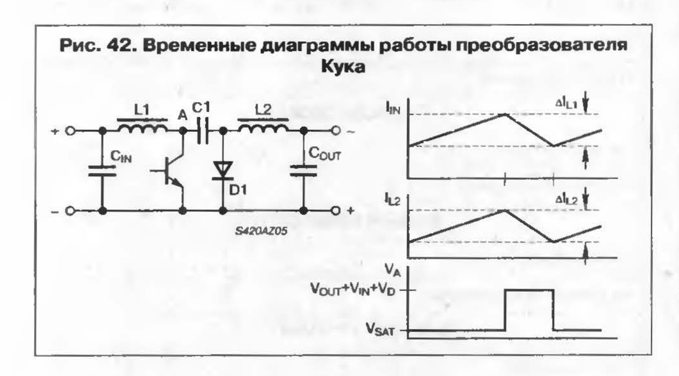
Параметр	Формула
Рабочий цикл импульсов управления	$\frac{t_{ON}}{\tau} = 1 - V_{IN} - V_{SAT}/V_{OUT} + 2V_D$
Минимальное входное напряжение	$V_{IN}(min) = (V_{OUT} + V_D)I_{OUT}/(I_{SD}(min) - I_{OUT}) + V_{SAT}$
Средний входной ток	$I_{IN} = I_{OUT}V_{OUT} + 2V_D/V_{IN} - V_{SAT}$
КПД, с достоверностью 85%	$\eta_0 = V_{OUT}(V_{IN} - V_{SAT}) \Big/ [V_{IN}(V_{OUT} + 2V_D)]$
КПД, с достоверностью 97%	$\eta = \eta_0 \times 100\% \Big/ \left[1 + \frac{V_{IN} + V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 + \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{OUT} + V_D}\right) \times 0.2\,[\text{мкс}]\, f_{SX} + \eta_C \frac{0.02V_{IN}}{V_{OUT} I_{OUT}}\right]$
Размах тока пульсаций в катушке индуктивности	$\Delta I_L = (V_{IN} - V_{SAT})(V_{OUT} + 2V_D - V_{IN} + V_{SAT}) \Big/ [L\, f_{SX}(V_{OUT} + 2V_D)]$
Размах напряжения пульсаций на выходе	$\Delta V_{OUT} = I_{OUT}\sqrt{\left(\frac{1}{f_{SX}C_{OUT}}\right)^2 + (ESR)^2} \Big/ \left(1 - \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{OUT} + 2V_D}\right)$
Выходное напряжение	$V_{OUT} = \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{1 - t_{ON}/\tau} - 2V_D$
Падениe входного напряжения	$\Delta V_{IN} = \Delta I_L \sqrt{\left(\frac{1}{8 f_{SX} C_{IN}}\right)^2 + (ESR)^2}$
Емкость конденсатора C1	$C1 > 20\, I_{OUT}(V_{OUT} + V_D + V_{SAT})\left(1 - \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{OUT} + 2V_D}\right) \Big/ [f_{SX}(V_{OUT} + V_D + V_{SAT})^2]$
Мощность, рассеиваемая LAS63xx	$P_D = I_{OUT}\left(1 + \frac{V_{OUT} + 2V_D}{V_{IN} - V_{SAT}}\right) \times \left[0.2\,[\text{мкс}]\, f_{SX} V_{OUT} + V_{SAT}\left(1 - \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{OUT} + 2V_D}\right)\right] + 0.02V_{IN}$

качку заряда к выходному конденсатору С2 во время коммутации микросхемой узла катушка-конденсатор. Величина выходного напряжения этого преобразователя всегда больше входного напряжения питания, как это следует из формулы для выходного напряжения V_{OUT}.

Преобразователь Кука (См. **Рис. 42**) формирует инвертированное выходное напряжение, которое может быть как больше, так и меньше величины входного напряжения питания. Далее приведены расчетные формулы для определения выходного напряжения V_{OUT} и других основных показателей преобразователя Кука. Несмотря на то, что этот тип преобразователя требует дополнительной катушки индуктивности, он позволяет снизить уровень пульсаций выходного напряжения, поскольку второй дроссель обеспечивает большую часть тока нагрузки во время закрытого состояния транзисторного ключа. При разработке преобразователя Кука следует учитывать и особо контролировать то обстоятельство, что напряжение на мощном выходном транзисторе равно ($V_{OUT} + V_{IN}$) и не должно превышать значения напряжения коллектор-эмиттер (V_{CEO}) выходного транзистора микросхемы, которое для LAS6350 составляет 35 В. В схеме инвертирующего преобразователя другого типа — повышающего, это напряжение равно только значению V_{OUT}. Выходной П-образный фильтр используется для ослабления индуктивных выбросов напряжения и напряжения пульсаций до уровня, при котором исключается возбуждвние схемы по входу усилителя ошибки. Выбранная частота коммутации – 70 кГц позволяет снизить потери на LAS6350 и диоде Шоттки до уровня, не превышающего 10% от суммарных (общих) потерь схемы.

Для улучшения показателей схемы используется один слой фольгирования платы в качестве земли и соединение земляных проводников, как показано на схеме (**Рис. 43**).

Рис. 42. Временные диаграммы работы преобразователя Кука



ПРЕДЕЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Для преобразователя Кука (Рис. 42)

Параметр	Значение
ТРАНЗИСТОР	
Импульсный ток	$I_{IN} + I_{OUT} + (\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})/2$
Постоянный ток	I_{IN}
Запирающее напряжение	$V_{IN} + V_{OUT}$
ДИОД	
Импульсный ток	$I_{IN} + I_{OUT} + (\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})/2$
Постоянный ток	I_{OUT}
Обратное напряжение	$V_{IN} + V_{OUT}$
КОНДЕНСАТОР С1	
Ток пульсаций (р-р)	$I_{IN} + I_{OUT} + (\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})/2$
Напряжение на конденсаторе	$V_{IN} + V_{OUT} + V_D$
ВХОДНОЙ КОНДЕНСАТОР C_{IN}	
Ток пульсаций (р-р)	ΔI_{L1}
Напряжение на конденсаторе	V_{IN}
ВЫХОДНОЙ КОНДЕНСАТОР C_{OUT}	
Ток пульсаций (р-р)	ΔI_{L2}
Напряжение на конденсаторе	V_{OUT}

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ (Для преобразователя Кука)

ПАРАМЕТР	ФОРМУЛА
Рабочий цикл импульсов управления	$\frac{t_{ON}}{\tau} = 1 \Big/ \left(1 + \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{OUT} + V_D}\right)$
Минимальное входное напряжение	$V_{IN}(min) = (V_{OUT} + 2V_D) I_{OUT} / [I_{SD}(min) - I_{OUT}] + V_{SAT}$
Средний входной ток	$I_{IN} = I_{OUT} V_{OUT} + V_D / V_{IN} - V_{SAT}$
КПД, с достоверностью 85%	$\eta_0 = V_{OUT}(V_{IN} - V_{SAT}) / [V_{IN}(V_{OUT} + V_D)]$
КПД, с достоверностью 97%	$\eta = \eta_0 \times 100\% \Big/ \left[1 + \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 + \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{OUT} + 2V_D}\right) \times 0.2\,[\text{мкс}]\, f_{SX} + \eta_0 \frac{0.02 V_{IN}}{V_{OUT} I_{OUT}}\right]$
Размвх тока пульсаций в катушке индуктивности	$\Delta I_{L1} = (V_{IN} - V_{SAT}) \Big/ \left[L1\, f_{SX} \left(1 + \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{OUT} + V_D}\right)\right]$ $\quad \Delta I_{L2} = (V_{OUT} + 2V_D) \Big/ \left[L2\, f_{SX} \left(1 + \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SAT}}\right)\right]$
Размах напряжения пульсаций на выходе	$\Delta V_{OUT} = \Delta I_{L2} \sqrt{\left(\frac{1}{8 f_{CX} C_{OUT}}\right)^2 + (ESR)^2}$
Выходное напряжение	$V_{OUT} = (V_{IN} - V_{SAT}) \frac{t_{ON}/\tau}{1 - t_{ON}/\tau} - V_D$
Падение входного напряжения	$\Delta V_{IN} = \Delta I_{L1} \sqrt{\left(\frac{1}{8 f_{CX} C_{OUT}}\right)^2 + (ESR)^2}$
Емкость конденсатора С1	$C1 > 20\, I_{OUT} V_{OUT} \Big/ \left[f_{SX} (V_{OUT} + V_{IN})^2 \left(1 + \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{OUT} + V_D}\right)\right]$
Мощность, рассеиваемая LAS63xx	$P_D = I_{OUT} \left(1 + \frac{V_{OUT} + 2V_D}{V_{IN} - V_{SAT}}\right) \times \left[0.2\,[\text{мкс}]\, f_{SX} (V_{OUT} + V_{IN}) + V_{SAT} \left(1 - \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{OUT} + V_D}\right)\right] + 0.02 V_{IN}$

ТИПОВЫЕ СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ

Рис. 43. Инвертирующий преобразователь постоянного напряжения – повышающий или Кука

D2 - только для схемы с преобразованием вверх: $V_{OUT} = -V_{IN}/(1-t_{ON}f_{SX})$
L2 - только для схемы преобразователя Кука: $V_{OUT} = -V_{IN}t_{ON}f_{SX}/(1-t_{ON}f_{SX})$
C1 - типа VPR281-100L2C, 10 вар (Mallory)
C2 - типа VPR102-040N1L, 10 вар (Mallory)
D1,D2 - диод Шоттки типа VSK64 (Varo)
L1,L2 - типа HL-40184 (Hurricane)
L3 - 10 витков пров. #18 на каркасе Ø 6 мм без сердечника

Рис. 44. Обратноходовой инвертирующий преобразователь напряжения с +12 В на –40 В при токе нагрузки до 180 мА

Выводы 3,4,5,10,11,12
C_{IN} - типа VPR501U016E1A (Mallory)
C_{OUT} - типа VPR251U050E1L (Mallory)
T1 - N_1= 11 витков пров. #22, N_2= 22 витка пров. #22 на ферритовом сердечнике типа 3019P-A1000-387

Рис. 45. Инвертирующий понижающе-повышающий преобразователь

C_{IN} - типа VPR132U075N3L (Mallory)
C1 - типа VPR541-04J1L (Mallory)
D1 - диод Шоттки типа VSK64 (Varo)
L1 - типа HL-40184 (Hurricane)
L2, L3 - 10 витков пров. #18 на каркасе Ø 6 мм без сердечника

$$\frac{V_{IN}t_{ON}f_{SX}}{1-t_{ON}f_{SX}} = V_{OUT} = \frac{R1}{R2}\left(1+\frac{R1}{R2}\right)V_{REF}$$

Рис. 46. Преобразователь напряжения с –48 В на +9...30 В при токе нагрузки 5 А

Выводы 3,4,5,10,11,12
C_{IN} - типа VPR132U075N3L (Mallory)
C1 - типа VPR122-040L2C (Mallory)
D1 - высокоскоростной диод типа VHE-1402 (Varo)
L1 - типа HL-40754 (Hurricane)
L2 - 10 витков пров. #18 на каркасе Ø 6 мм без сердечника

2

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ 1156ЕУ1

ОСОБЕННОСТИ

- **Рассчитвн для повышающих, понижающих и инвертирующих импульсных ствбилизаторов**
- **Регулировка выходного напряжения .... 1.25...40 В**
- **Выходной импульсный ток .... ≤ 1.5 А**
- **Входное напряжение .... 2.5...40 В**
- **Рабочая частотв .... 0.1...100 кГц**
- **Отношение времени заряда/разряда .... 10 : 1**
- **Диапвзон рабочих температур:**
  - **для К1156ЕУ1 .... –60...+125°С**
  - **для КР1156ЕУ1 .... –10...+85°С**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1156ЕУ1 представляет из себя набор функциональных элементов, предназначенный для построения импульсного стабилизатора повышающего, понижающего или инвертирующего типа. Прибор К1156ЕУ1 выпускается в металлокерамическом корпусе типа 4112.16-3, а КР1156ЕУ1 — в пластмассовом корпусе типа 283.16-2

ТИПОНОМИНАЛЫ

К1156ЕУ1 .... АЕЯР.431420.007-01 ТУ
КР1156ЕУ1 .... АДБК.431400.074-01 ТУ

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы µA78S40, См. стр. 63

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеют отличия от схем включения µA78S40, См. стр. 66

FAIRCHILD

µA78S40

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР

ОСОБЕННОСТИ

- Для повышающих, понижающих или инвертирующих импульсных стабилизатороа
- Регулировка выходного напряжения .... 1.25...40 В
- Импульсный ток без внешних трвнзисторов .... до 1.5 А
- Входное нвпряжение .... 2.5...40 В
- Малое потребление в дежурном режиме
- Коэффициент стабилизации по напряжению и по току нвгрузки .... 80 дБ
- Независимый операционный усилитель с высоким коэффициентом усиления и большим выходным током
- Широтно-импульснвя модуляция с подаалением сдвоенных импульсов

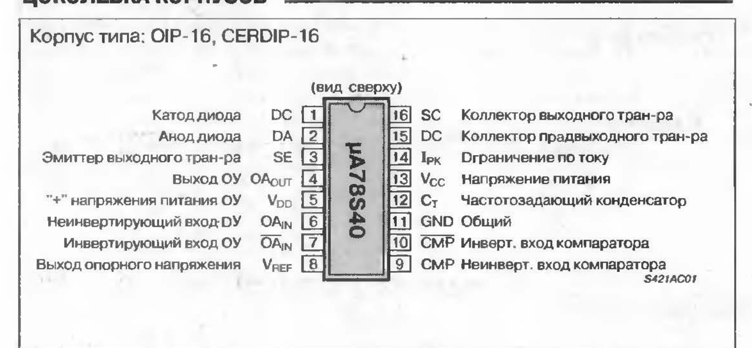
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Тип корпуса	Температурный диапазон
µA78S40DM	CERDIP-16	–55...+125°C
µA78S40DC	CERDIP-16	0...+70°C
µA78S40PC	DIP-16	0...+70°C

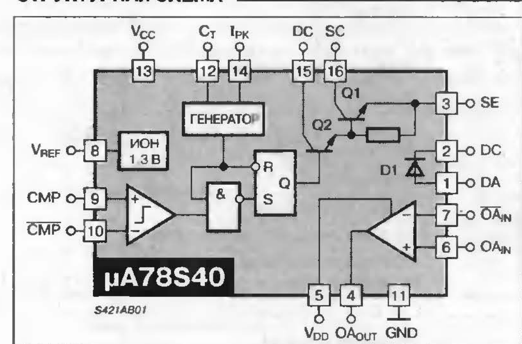
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема µA78S40 представляет из себя расположенный на одном кристалле набор всех типовых блоков, необходимых для построения импульсного стабилизатора. Прибор состоит из температурно-компенсированного источника опорного напряжения (ИОН), генератора с управляемым рабочим циклом и активной схемой ограничения тока, усилителя сигнала ошибки, мощного высоковольтного выходного ключа, силового диода и отдельного операционного усилителя. Прибор может управлять внешним *n-p-n-* или *p-n-p*-транзистором если требуется выходной ток, превышающий 1.5 А или напряжение свыше 40 В. Прибор может использоваться для построения понижающих, повышающих или инвертирующих преобразователей, а также линейных стабилизаторов. Его отличает широкий диапазон напряжений питания, низкая мощность рассеивания в состоянии покоя, высокая эффективность (КПД) и низкий дрейф. Он применим в любой функционально-законченной ключевой схеме с небольшим числом деталей и особенно хорошо работает в схемах с батарейным питанием.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Диапазон температур хранения:
- для корпуса CERDIP-16 .... –65...+175°C
- для корпуса DIP-16 .... –65...+150°C

Диапазон рабочих температур:
- Военный (µA78S40M) .... –55...+125°C
- Коммерческий (µA78S40C) .... 0...+70°C

Температура выводов:
- для корпуса CERDIP-16 (пайка 60 с) .... 300°C
- для корпуса DIP-16 (пайка 10 с) .... 265°C

Внутренняя мощность рассеивания (Прим. 1, 2):
- для корпуса CERDIP-16 .... 1.50 Вт
- для корпуса DIP-16 .... 1.04 Вт

Входное напряжение между V_{CC} и GND .... 40 В

Входное напряжение между V_{DD} и GND .... 40 В

Диапазон синфазных входных напряжений (компаратор и операционный усилитель) .... (–0.3...V+) В

Дифференциальное входное напряжение (Прим. 3) .... ±30 В

Выходной ток источника опорного напряжения .... 10 мА

Длительность короткого замыкания на выходе операционного усилителя .... Не ограничена

Напряжение между коллектором ключевого транзистора и землей .... 40 В

Напряжение между эмиттером ключевого транзистора и землей .... 40 В

Напряжение коллектор-эмиттер ключевого транзистора .... 40 В

Напряжение между силовым диодом и землей .... 40 В

Обратное напряжение силового диода .... 40 В

Ток через силовой ключ .... 1.5 А

Ток через силовой диод .... 1.5 А

Примечание:
1. T_J (max) = 150°C для корпуса DIP-16 , и 175°C для корпуса CERDIP-16 .
2. Значения даны для температуры окружающего воздуха 25°C. Выше этой температуры значения уменьшаются для CERDIP-16 на 10 мВт/°C, а для DIP-16 на 8.3 мВт/°C.
3. При напряжении питания менее 30 В максимальное дифференциальное напряжение равно напрпжению питания.

2

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При T_A во всем диапазоне рабочих температур, V_{IN} = 5 В, V_{DD} (операционный усилитель) = 5.0 В, если не указано иначе

Символ	Параметр	Условие	Значения			Единица измерения
			не менее	типовое	не более	
		ОБЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ				
I_{CC}	Ток потребления (ОУ не подключен)	V_{IN} = 5.0 В	—	1.8	3.5	мВ
I_{CC}		V_{IN} = 40.0 В	—	2.3	5.0	мВ
I_{CC}	Ток потребления (ОУ подключен)	V_{IN} = 5.0 В	—	—	4.0	мВ
I_{CC}		V_{IN} = 40.0 В	—	—	5.5	мВ
		ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ				
V_{REF}	Опорное напряжение	I_{REF} = 1.0 мА, –55°C < T_A < +125°C; 0 < T_A < +70°C;	1.180	1.245	1.310	В
$V_{R\,LINE}$	Коэффициент стабилизации по напряжению питания	V_{IN} = 3.0...40 В, I_{REF} = 1.0 мА, T_A = 25°C	—	0.04	0.2	мВ/В
$V_{R\,LOAD}$	Коэффициент стабилизации по току нагрузки	I_{REF} = 1.0...10 мА, T_A = 25°C	—	0.2	0.5	мВ/мА
		ГЕНЕРАТОР				
I_{CHG}	Ток заряда	V_{IN} = 5.0 В, T_A = 25°C	20	—	50	мкА
		V_{IN} = 40 В, T_A = 25°C	20	—	70	мкА
I_{DISCHG}	Ток разряда	V_{IN} = 5.0 В, T_A = 25°C	150	—	250	мкА
		V_{IN} = 40 В, T_A = 25°C	150	—	350	мкА
V_{OSC}	Размах выходного напряжения генератора	V_{IN} = 5.0 В, T_A = 25°C	—	0.5	—	В
t_{ON}/t_{OFF}	Отношение времен заряда/разряда		—	8 : 1	—	мкс/мкс
		СХЕМА ОГРАНИЧЕНИЯ ТОКА				
	Напряжение срабатывания схемы ограничения тока	T_A = 25°C	250	—	350	мВ
		ВЫХОДНОЙ КЛЮЧ				
	Напряжение насыщения 1	I_{SW} = 1.0 А (**Рис. 1**)	—	1.1	1.3	В
	Напряжение насыщения 2	I_{SW} = 1.0 А (**Рис. 2**)	—	0.45	0.7	В
	Коэффициент усиления по току	I_C = 1.0 А, V_{CE} = 5.0 В, T_A = 25°C	—	70	—	
	Ток утечки	V_O = 40 В, T_A = 25°C	—	10	—	нА
		СИЛОВОЙ ДИОД				
	Прямое падение напряжения	I_D = 1.0 А	—	1.25	1.5	В
	Ток утечки	V_D = 40 В, T_A = 25°C	—	10	—	нА
		КОМПАРАТОР				
	Напряжение смещения	V_{CM} = V_{REF}	—	1.5	15	мВ
	Входной ток	V_{CM} = V_{REF}	—	35	200	нА
	Разность входных токов	V_{CM} = V_{REF}	—	5.0	75	нА
	Диапазон синфазных входных сигналов	T_A = 25°C	0	—	V_{CC} – 2	В
	Коэффициент подавления нестабильности источников питания	V_{IN} = 5.0...40 В, T_A = 25°C	70	96	—	дБ
		ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ				
	Напряжение смещения	V_{CM} = 2.5 В	—	4.0	15	мВ
	Входной ток	V_{CM} = 2.5 В	—	30	200	нА
	Разность входных токов	V_{CM} = 2.5 В	—	5.0	75	нА
	Коэффициент усиления +	R_L = 2 кОм на землю; V_O = 1.0...2.5 В, T_A = 25°C	25	250	—	В/мВ
	Коэффициент усиления –	R_L = 2 кОм на V+ (ОУ); V_O = 1.0...2.5 В, T_A = 25°C	25	250	—	В/мВ
	Диапазон синфазных входных сигналов	T_A = 25°C	0	—	V_{CC} – 2	В
	Коэффициент ослабления синфазных входных сигналов	V_{CM} = 0...3.0 В, T_A = 25°C	76	100	—	дБ
	Коэффициент подавления нестабильности источников питания	V_{DD} = 3.0...40 В, T_A = 25°C	76	100	—	дБ
	Выходной вытекающий ток	T_A = 25°C	75	150	—	мА
	Выходной втекающий ток	T_A = 25°C	10	35	—	мА
	Скорость нарастания выходного напряжения	T_A = 25°C	—	0.6	—	В/мкс
	Минимальное выходное напряжение	I_L = –5.0 мА, T_A = 25°C	—	—	1.0	В
	Максимальное выходное напряжение	I_L = 50 мА, T_A = 25°C	V_{DD} – 3	—	—	В

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

УПРАВЛЕНИЕ ЧАСТОТОЙ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Микросхема µA78S40 является прибором с изменяемыми значениями частоты и рабочего цикла. Основная частота преобразования устанавливается с помощью частотозадающего конденсатора. Частота генератора устанавливается с помощью единственного внешнего конденсатора и может изменяться в диапазоне от 100 Гц до 100 кГц. Первоначальная величина рабочего цикла составляет 1:6. Начальная частота и рабочий цикл могут изменяться с помощью двух элементов — схемы ограничения тока и компаратора.

Компаратор изменяет длительность состояния ВЫКЛЮЧЕНО. Пока выходное напряжение ниже заданного уровня, выход компаратора выдает напряжение ВЫСОКОГО уровня и не оказывает влияния на работу схемы. Если выходное напряжение становится слишком высоким, то выход компаратора переходит в состояние НИЗКОГО уровня. В состоянии НИЗКОГО уровня компаратор запрещает включение выходного ключевого транзистора. До тех пор, пока компаратор находится в состоянии НИЗКОГО уровня система находится в состоянии ВЫКЛЮЧЕНО. С увеличением выходного тока длительность состояния ВЫКЛЮЧЕНО уменьшается. Когда выходной ток находится вблизи максимального значения, длительность нахождения в состоянии ВЫКЛЮЧЕНО приближается к минимальной величине. Компаратор может запретить несколько интервалов ВКЛЮЧЕНО, один интервал ВКЛЮЧЕНО или часть интервала ВКЛЮЧЕНО. Однако, если интервал ВКЛЮЧЕНО начался, то компаратор не может запретить его до начала следующего интервала ВКЛЮЧЕНО.

Схема ограничения тока изменяет длительность состояния ВКЛЮЧЕНО. Схема ограничения тока активизируется, когда между выводами [13] (V_{CC}) и [14] (I_{PK}) возникает разность потенциалов 300 мВ. Эта разность потенциалов вызвана протеканием тока ключевого транзистора через резистор R_{SC}. Когда импульсный ток достигает максимального значения, включается схема ограничения тока. Схема ограничения тока обеспечивает быстрое завершение интервала ВКЛЮЧЕНО и непосредственный запуск интервала ВЫКЛЮЧЕНО.

Обычно генератор находится в автоколебательном режиме, но действие схемы ограничения тока приводит к срыву колебаний.

Увеличение нагрузки приводит к более раннему ограничению тока в состоянии ВКЛЮЧЕНО и к уменьшению длительности состояния ВЫКЛЮЧЕНО. Таким образом, частота с увеличением тока нагрузки преобразования увеличивается.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВНУТРЕННЕГО ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ, ДИОДА И КЛЮЧА

Внутренний источник опорного напряжения 1.245 В (вывод [8]) должен быть шунтирован конденсатором 0.1 мкФ непосредственно на общий вывод µA78S40 (вывод [11]) для обеспечения устойчивости.

Напряжение V_{FD} есть прямое падение напряжения на внутреннем силовом диоде. Его типовая величина, согласно таблице, составляет 1.25 В и максимальная — 1.5 В. Если используется внешний диод, то в качестве V_{FD} должно подставляться значение его прямого падения напряжения.

Напряжение V_{SAT} является падением напряжения на ключевом элементе (выходные транзисторы Q1 и Q2) при замкнутом состоянии ключа. Оно названо в таблице "Электрические характеристики" напряжением насыщения выходного ключа.

"Напряжение насыщения 1" определяется как напряжение на ключевом элементе при соединении транзисторов Q1 и Q2 по схеме Дарлингтона (коллекторы объединены). Это относится к схеме понижающего преобразователя (**Рис. 2**).

"Напряжение насыщения 2" определяется как напряжение на ключевом элементе — только транзисторе Q1, используемом в качестве ключа. Это относится к схеме повышающего преобразователя (**Рис. 3**).

Для инвертирующего преобразователя (**Рис. 1**) в качестве V_{SAT} должно подставляться напряжение насыщения внешнего транзистора.

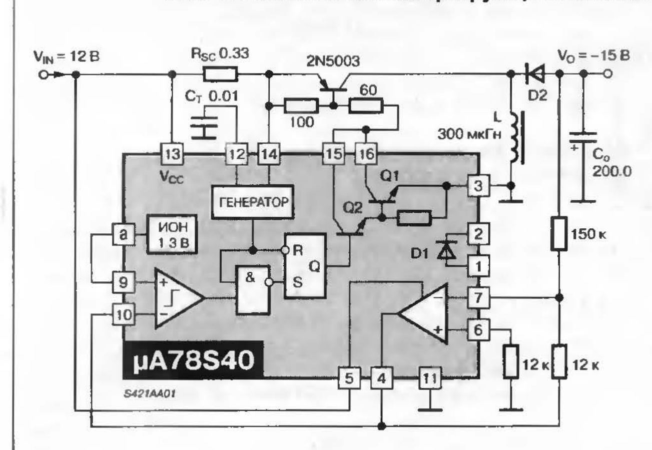
2

ОСНОВНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ КОНСТРУИРОВАНИЯ

Характеристика	Повышающий преобразователь	Понижающий преобразователь	Инвертирующий преобразователь	Единица измерения
$\frac{t_{ON}}{t_{OFF}}$	$\frac{V_O + V_D - V_I}{V_I - V_{SAT} - V_O}$	$\frac{V_O + V_D - V_I}{V_I - V_{SAT}}$	$\frac{\lvert V_O \rvert + V_D}{V_I - V_{SAT}}$	
$t_{ON} + t_{OFF}$ (max)	$\frac{1}{f(\min)}$	$\frac{1}{f(\min)}$	$\frac{1}{f(\min)}$	мкс
C_T	$4 \times 10^{-5} t_{ON}$	$4 \times 10^{-5} t_{ON}$	$4 \times 10^{-5} t_{ON}$	мкФ
I_{PK}	$2I_O(\max)^*$	$2I_O(\max) \times \frac{t_{ON} + t_{OFF}}{t_{OFF}}$	$2I_O(\max) \times \frac{t_{ON} + t_{OFF}}{t_{OFF}}$	А
L (min)	$\frac{V_I - V_{SAT} - V_O}{I_{PK}} t_{ON}(\max)$	$\frac{V_I - V_{SAT}}{I_{PK}} t_{ON}(\max)$	$\frac{V_I - V_{SAT}}{I_{PK}} t_{ON}(\max)$	мкГн
R_{SC}	$\frac{0.33}{I_{PK}}$	$\frac{0.33}{I_{PK}}$	$\frac{0.33}{I_{PK}}$	Ом
C_O	$\approx \frac{I_{PK}(t_{ON} + t_{OFF})}{8 V_{RIPPLE}}$	$\approx \frac{I_O}{V_{RIPPLE}} \times t_{ON}$	$\approx \frac{I_O}{V_{RIPPLE}} \times t_{ON}$	мкФ

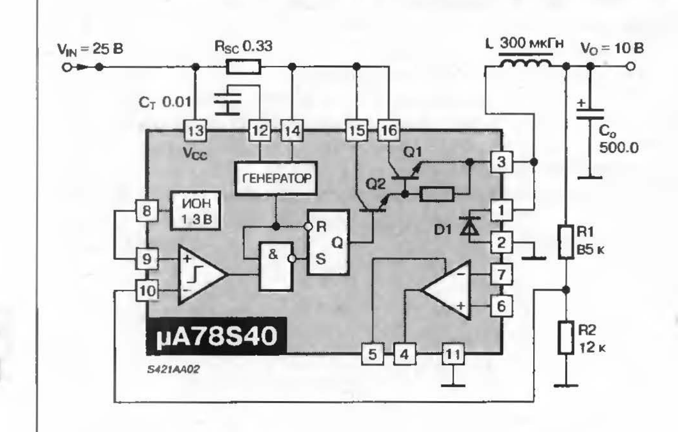
СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Типовая схема инвертирующего ствбилизвторв и его рабочие характеристики (T_A = 25°C)



Характеристика	Условия	Типовое значение
Выходное напряжение	I_O = 100 мА	-15 В
Нестабильность по входному напряжению	8 ≤ V_I ≤ 18 В	5.0 мВ
Нестабильность по току нагрузки	5.0 ≤ I_O ≤ 150 мА	3.0 мВ
Максимальный выходной ток	V_O = 14.25 В	160 мА
Пульсации выходного напряжвния	I_O = 100 мА	20 мВ (p-p)
КПД	I_O = 100 мА	70%
Ток покоя	I_O = 100 мА	2.3 мА

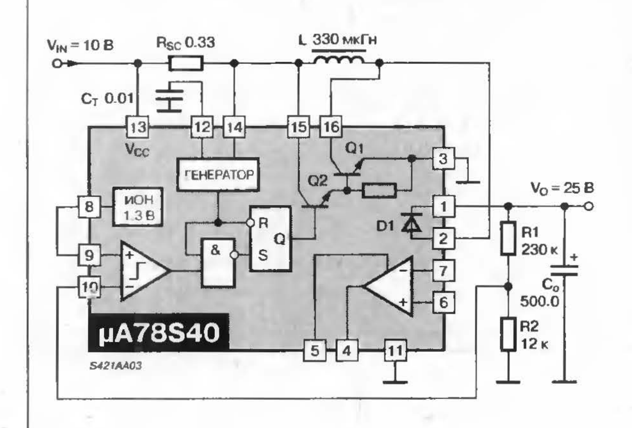
Рис. 2. Типовая схемв понижающего стабилизатора и его рабочие характеристики (T_A = 25°C)



Характеристика	Условия	Типовое значение
Выходное напряжвние	I_O = 200 мА	10 В
Нестабильность по входному напряжению	20 ≤ V_I ≤ 30 В	1.5 мВ
Нестабильность по току нагрузки	5.0 ≤ I_O ≤ 300 мА	3.0 мВ
Максимальный выходной ток	V_O = 9.5 В	500 мА
Пульсации выходного напряжения	I_O = 200 мА	50 мВ (p-p)
КПД	I_O = 200 мА	74%
Ток покоя	I_O = 200 мА	2.8 мА

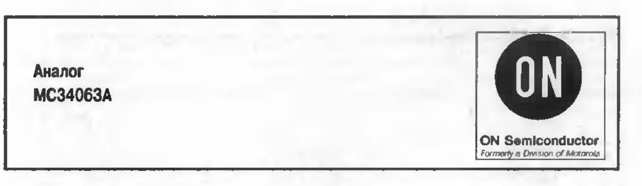
Примечание:
* При выходном токв более 200 мА используйте внешний диод для уменьшения мощности, рассеиваемой микросхемой.

Рис. 3. Типовая схема повышающего стабилизатора и его рабочие характеристики (T_A = 25°C)



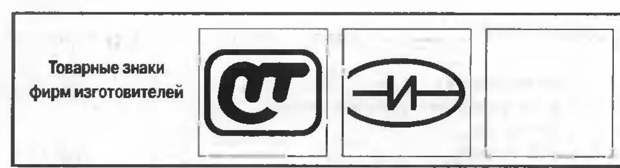
Характеристика	Условия	Типовое значение
Выходное напряжвнив	I_O = 50 мА	25 В
Нестабильность по входному напряжению	5 ≤ V_I ≤ 15 В	4.0 мВ
Нестабильность по току нагрузки	5.0 ≤ I_O ≤ 100 мА	2.0 мВ
Максимальный выходной ток	V_O = 23.75 В	160 мА
Пульсации выходного напряжения	I_O = 50 мА	30 мВ (p-p)
КПД	I_O = 50 мА	79%
Ток покоя	I_O = 50 мА	2.6 мА

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ 1156ЕУ5, 1184ПН1



Аналог
MC34063A

Товарные знаки фирм изготовителей



ОСОБЕННОСТИ

- **Входное напряжение .... 3.0...40 В**
- **Низкий ток потребления в дежурном режиме**
- **Ограничение тока**
- **Выходной ток ключа .... до 1.5 А**
- **Регулировка выходного напряжения**
- **Рабочая частота .... до 100 кГц**
- **Точность источника опорного напряжения 2%**

ТИПОНОМИНАЛЫ

Прибор	Корпус	Производитель	
КР1156ЕУ5	2101.8-1		НТЦ СИТ
КР1184ПН1	2101.8-1		Микрон

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы 1156ЕУ5 и 1184ПН1 представляют собой схему управления DC/DC-преобразователем напряжения, предназначенную для применения в повышающих, понижающих и инвертирующих преобразователях с минимальным количеством внешних элементов. Микросхемы состоят из термокомпенсированного источника опорного напряжения (ИОН), компаратора, генератора с регулируемым рабочим циклом, схемы ограничения тока, выходного каскада и сильноточного ключа.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы MC34063A, См. стр. 68.

СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

Не имеет отличий от схемы применения MC34063A, См. стр. 70.

2

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

КР1156ЕУ5
КР1184ПН1

Назначение	Обозначение	Вывод	Вывод	Обозначение	Назначение
Коллектор ключа	C_{SW}	1	8	C_{DRIVER}	Питание выходного каскада
Эмиттер ключа	E_{SW}	2	7	I_{SENSE}	Токочувствительный вход
Ёмкость генератора	C_T	3	6	V_{CC}	Положительное напряжение питания
Земля	GND	4	5	COMP–	Инвертирующий вход компаратора

MC33063A/34063A

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- Входное напряжение .... 3.0...40 В
- Низкий ток потребления в дежурном режиме
- Ограничение тока
- Выходной ток ключа .... до 1.5 А
- Регулировка выходного напряжения
- Рабочая частота .... до 100 кГц
- Точность источника опорного напряжения 2%

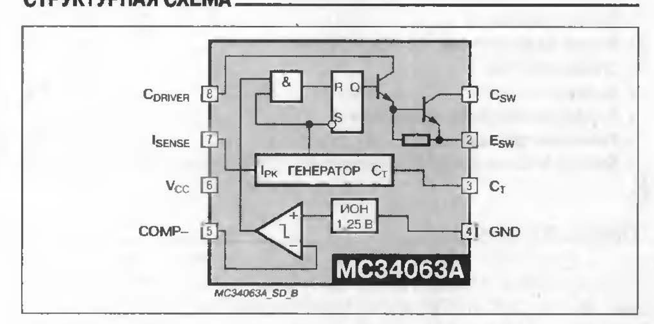
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема MC33063A/34063A представляет собой схему управления DC/DC-преобразователем. Она содержит термокомпенсированный источник опорного напряжения (ИОН), компаратор, генератор с регулируемым рабочим циклом, схему ограничения тока, выходной каскад и сильноточный ключ. Данная серия специально разработана для применения в повышающих, понижающих и инвертирующих преобразователях с минимальным количеством элементов.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Температура, °С	Корпус
MC33063AD	–40...+85	SOP-8
MC33063AP1	–40...+85	DIP-8
MC33063AVD	–40...+125	SOP-8
MC33063AVP	–40...+125	DIP-8
MC34063AD	0...+70	SOP-8
MC34063AP1	0...+70	DIP-8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

суффикс P, P1

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Коллектор ключа	C_{SW}	1	8	C_{DRIVER}	Питание выходного каскада
Эмиттер ключа	E_{SW}	2	7	I_{SENSE}	Токочувствительный вход
Ёмкость генератора	C_T	3	6	V_{CC}	Положительное напряжение питания
Земля	GND	4	5	COMP–	Инвертирующий вход компаратора

Пластмассовый корпус типа SOP-8

суффикс D

Вывод	№	№	Вывод
C_{SW}	1	8	C_{DRIVER}
E_{SW}	2	7	I_{SENSE}
C_T	3	6	V_{CC}
GND	4	5	COMP–

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Параметр			Символ	Значение	Единица измерения
Напряжение питания			V_{CC}	40	В (DC)
Входное напряжение компаратора			V_{IR}	–0.3...+40	В (DC)
Напряжение на коллекторе ключа			$V_{C(SW)}$	40	В (DC)
Напряжение на эмиттере ключа ($V_{C(SW)}$ = 40 В)			$V_{E(SW)}$	40	В (DC)
Напряжение коллектор-эмиттер ключа			$V_{CE(SW)}$	40	В (DC)
Напряжение на выводе C_{DRIVER}			$V_{C(DRIVER)}$	40	В (DC)
Ток через вывод C_{DRIVER} [1]			$I_{C(DRIVER)}$	100	мА
Ток ключа			I_{SW}	1.5	А
Рассеиваемая мощность и тепловые характеристики корпусов	DIP	T_A = 25°С	P_D	1.25	Вт
		Тепловое сопротивление	$R_{иJA}$	100	°С/Вт
	SOP	T_A = 25°С	P_D	0.625	Вт
		Тепловое сопротивление	$R_{иJA}$	160	°С/Вт
Рабочая температура кристалла			T_J	+150	°С
Рабочая температура среды	MC34063A		T_A	0...+70	°С
	MC33063AV		T_A	–40...+125	°С
	MC33063A		T_A	–40...+85	°С
Температура хранения			T_{STG}	–65...+150	°С

Примечания: 1. Следует учесть максимальную рассеиваемую мощность корпуса
2. Данные ESD по запросу

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Параметр	Условия	Символ	Значение не менее	Значение типовое	Значение не более	Единица измерения
ГЕНЕРАТОР						
Частота	V_{COMP-} = 0 В, C_T = 1.0 нФ, T_A = 25°C	f_{OSC}	24	33	42	кГц
Ток заряда	V_{CC} = 5...40 В, T_A = 25°C	I_{CHG}	24	35	42	мкА
Ток разряда	V_{CC} = 5...40 В, T_A = 25°C	I_{DISCHG}	140	220	260	мкА
Отношение тока разряда и заряда	$V_{ISENSE} = V_{CC}$, T_A = 25°C	I_{DISCHG}/I_{CHG}	5.2	6.5	7.5	—
Порог ограничителя тока	$I_{CHG} = I_{DISCHG}$, T_A = 25°C	V_{ISENSE}	250	300	350	мВ
ВЫХОДНОЙ КЛЮЧ[1)]						
Напряжение насыщения, дарлингтонное включение[2)]	I_{SW} = 1.0 А, выводы 1 и 8 соединены	$V_{CE(SAT)}$	—	1.0	1.3	В
	I_{SW} = 1.0 А, R_8 = 82 Ом, V_{CC} = 20 В	$V_{CE(SAT)}$	—	0.45	0.7	В
Усиление по постоянному току	I_{SW} = 1.0 А, V_{CE} = 5.0 В, T_A = 25°C	h_{FE}	50	75	—	—
Ток утечки коллектора	V_{CE} = 40 В	$I_{C(OFF)}$	—	0.01	100	мкА
КОМПАРАТОР						
Пороговое напряжение		V_{TH}	1.21	—	1.29	В
	T_A = 25°C	V_{TH}	1.225	1.25	1.275	В
Нестабильность порогового напряжения по напряжению: MC33063A/34063A	V_{CC} = 3...40 В	REG_{LINE}	—	1.4	5.0	мВ
MC33063AV			—	1.4	6.0	мВ
Входной ток смещения	V_{IN} = 0 В	I_{IB}	—	–20	–400	нА
ВЕСЬ ПРИБОР						
Напряжение питания	$V_{CC} = V_{ISENSE}$ = 5...40 В, C_T = 1 нФ, $V_{COMP-} > V_{TH}$, $V_{ESW} = V_{GND}$, остальные выводы открыты	I_{CC}	—	—	4.0	мА

Примечания:
1. Для поддержания температуры среды как можно ближе к температуре кристалла используется импульсная техника с низким коэффициентом заполнения;
2. Если выходной ключ находится в глубоком насыщении (недарлингтонное включение) при низком токе ключа (≤ 300 мА) и высоком токе предвыходного транзистора), может потребоваться до 2 мкс для его выхода из насыщения. В этом случае сокращается время отключения на частотах свыше 30 кГц, что ещё более усиливается при высоких температурах. Данный эффект не имеет места при дарлингтонном включении, так как выходной ключ не достигет насыщения. При использовании недарлингтонного включения рекомендуются следующие условия работы предвыходного транзистора: $\beta = I_{CSW}/(I_{C(DRIVER)} - 7.0\ мА) \geq 10$, так как через резистор в эмиттерной цепи предвыходного транзистора должен протекать ток порядка 7 мА при открытом ключе.

Рис. 1. Зависимость времени включения/выключения ключа от времязадающей ёмкости генератора

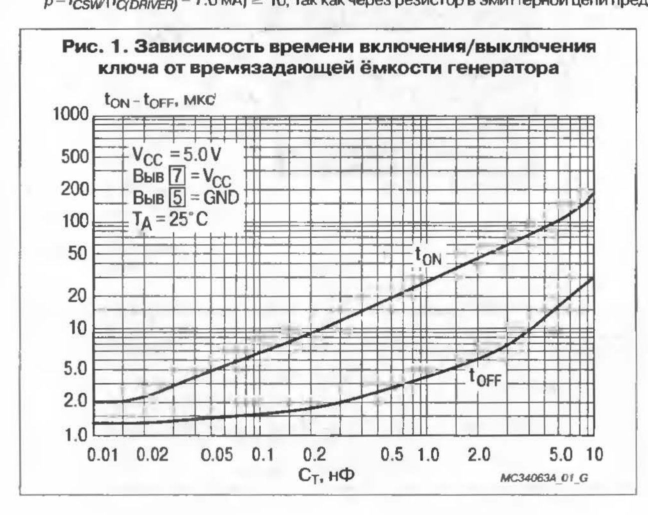
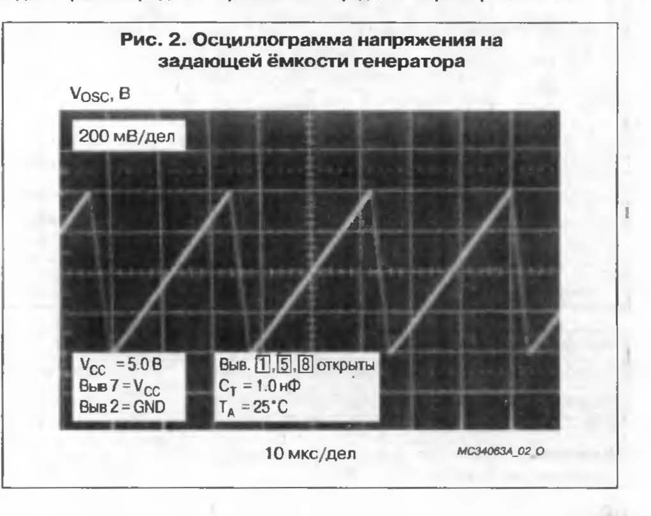


Рис. 2. Осциллограмма напряжения на задающей ёмкости генератора



2

Рис. 3. Зависимость нвпряжания насыщения от тока эмиттера при включвнии эмиттерным повторителем

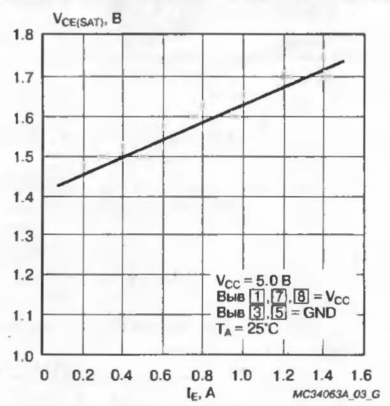


Рис. 4. Зависимость напряжения насыщения от тока эмиттера при включении с общим эмиттером

Рис. 5. Зависимость порогового напряжения ограничителя тока от твмпературы

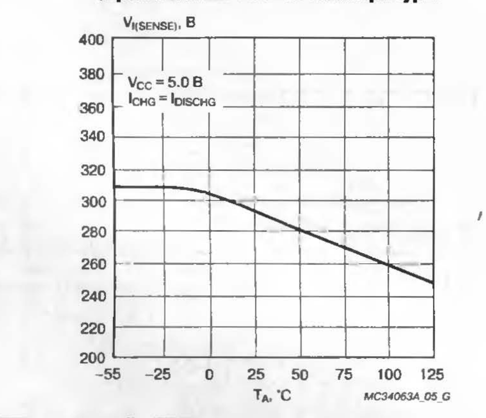
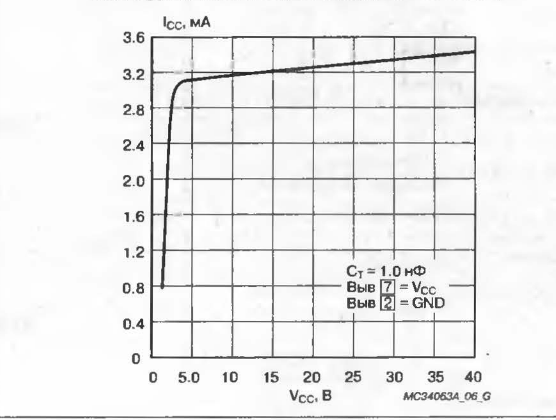


Рис. 6. Зависимость тока потребления в дежурном ражиме от напряжения питания

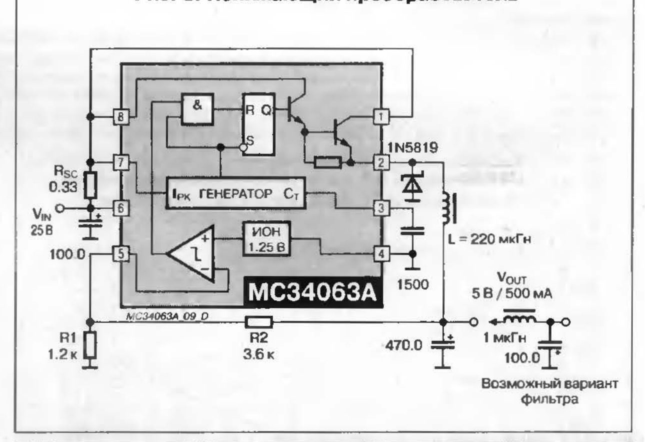


СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ

Рис. 7. Повышающий преобразователь

Тест	Условия	Результат
Нестабильность по напряжению	V_{IN} = 8...16 В, I_O = 175 мА	30 мВ = ±0.05%
Нестабильность по току	V_{IN} = 12 В, I_O = 75...175 мА	10 мВ = ±0.017%
Пульсации на выходе	V_{IN} = 12 В, I_O = 175 мА	400 мВ (p-p)
КПД	V_{IN} = 12 В, I_O = 175 мА	87.7%
Пульсации на выходе с дополнительным фильтром	V_{IN} = 12 В, I_O = 175 мА	40 мВ (p-p)

Рис. 8. Понижающий преобразователь



Тест	Условия	Результат
Нестабильность по напряжению	V_{IN} = 15...25 В, I_O = 500 мА	12 мВ = ±0.12%
Нестабильность по току	V_{IN} = 25 В, I_O = 50...500 мА	3.0 мВ = ±0.03%
Пульсации на выходе	V_{IN} = 25 В, I_O = 500 мА	120 мВ (p-p)
Ток КЗ	V_{IN} = 25 В, R_L = 0.1 Ом	1.1 А
КПД	V_{IN} = 25 В, I_O = 500 мА	83.7%

Рис. 9. Схемы повышающего преобразователя с внешним ключом на токи свыше 1.5 А
а. Внешний *n-p-n*-ключ
б. Внешний *n-p-n*-ключ с насыщением

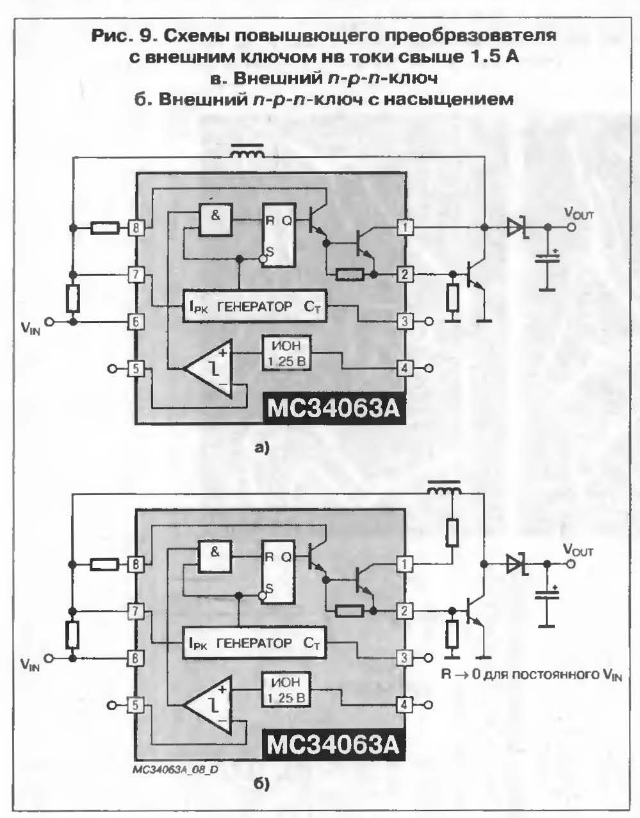


Рис. 10. Схемы понижающего преобразователя с внешним ключом на токи свыше 1.5 А
а. Внешний *n-p-n*-ключ
б. Внешний *n-p-n*-ключ с насыщением

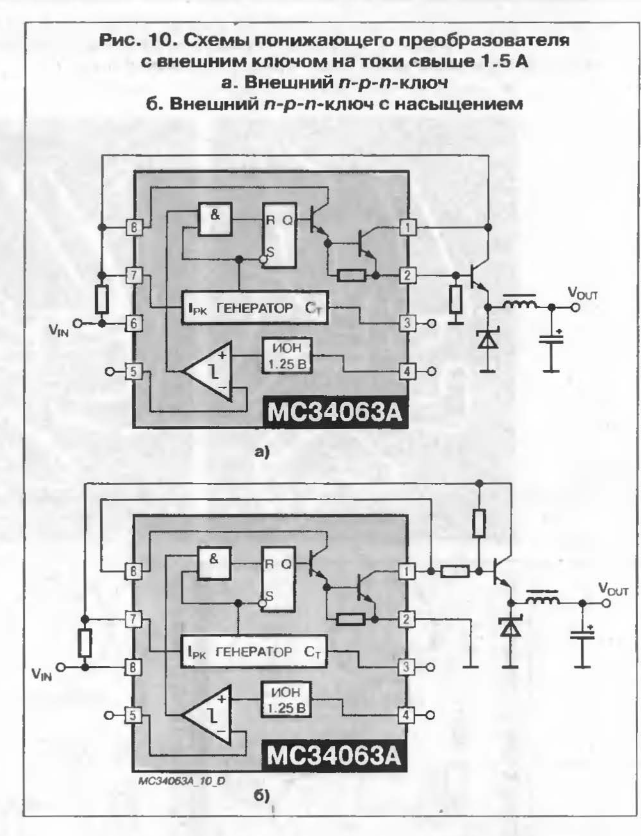
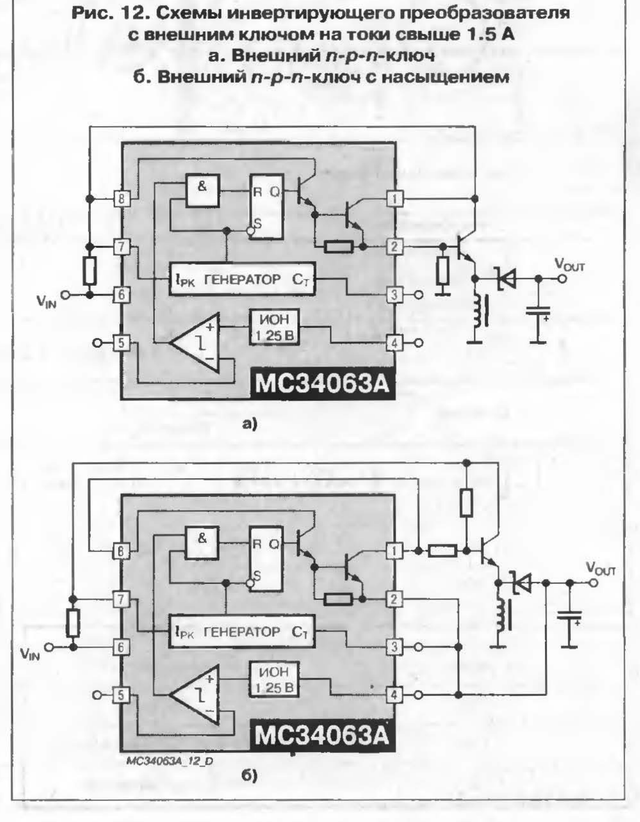


Рис. 11. Инвертирующий преобразователь напряжения

Тест	Условия	Результат
Нестабильность по напряжению	V_{IN} = 4.5...6.0 В, I_O = 100 мА	3.0 мВ = ±0.012%
Нестабильность по току	V_{IN} = 5.0 В, I_O = 10...100 мА	0.022 В = ±0.09%
Пульсации на выходе	V_{IN} = 5.0 В, I_O = 100 мА	500 мВ (p-p)
Ток КЗ	V_{IN} = 5.0 В, R_L = 0.1 Ом	910 мА
КПД	V_{IN} = 5.0 В, I_O = 100 мА	62.2%

Рис. 12. Схемы инвертирующего преобразователя с внешним ключом на токи свыше 1.5 А
а. Внешний *n-p-n*-ключ
б. Внешний *n-p-n*-ключ с насыщением



2

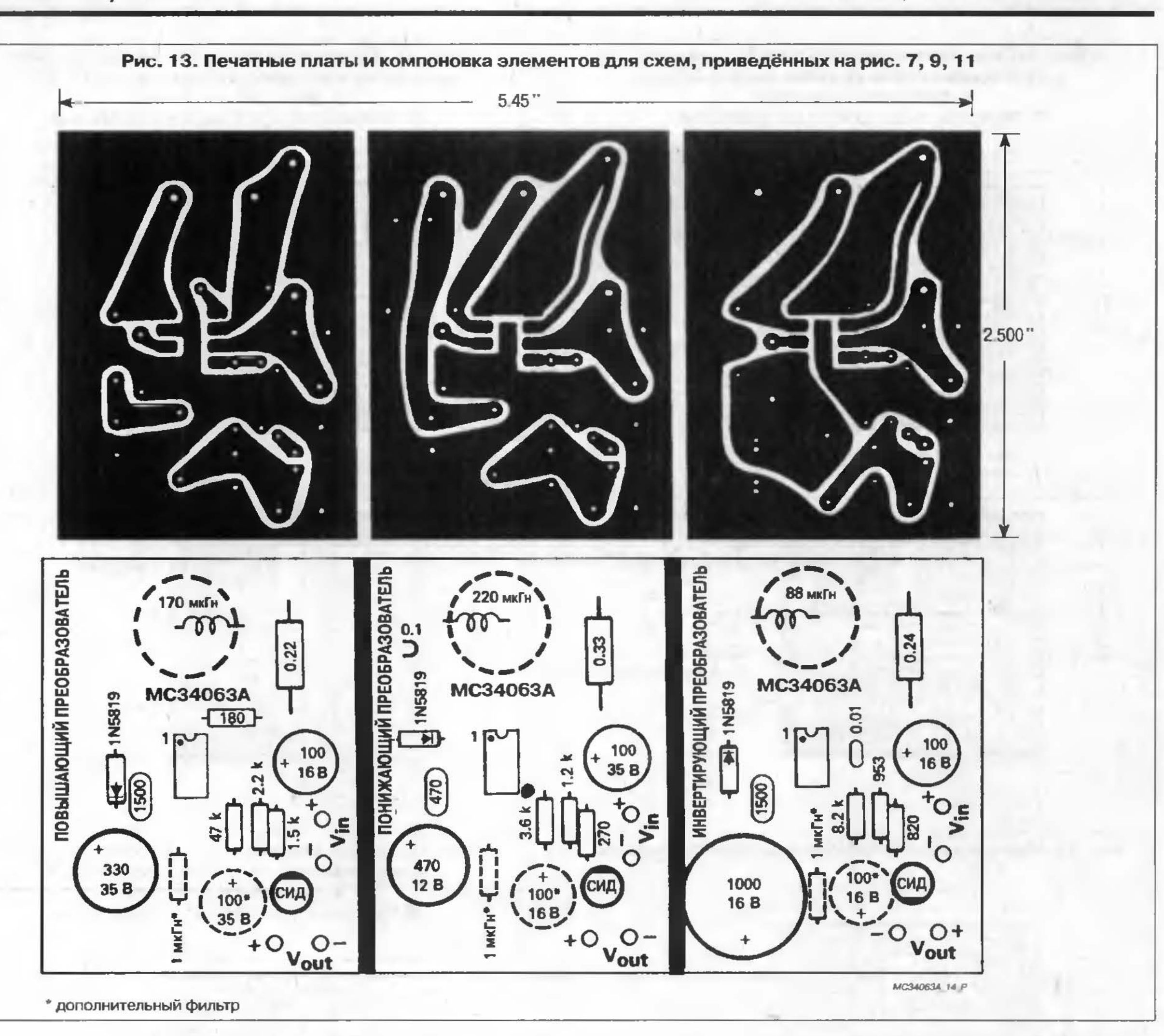


Рис. 13. Печатные платы и компоновка элементов для схем, приведённых на рис. 7, 9, 11

* дополнительный фильтр

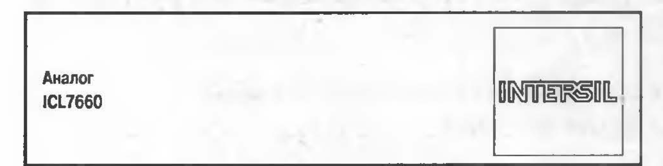
Преобразователь	Индуктивность, Гн	Витки/провод
Повышающий	170	38/#22 AWG
Понижающий	220	48/#22 AWG
Инвертирующий	88	28/#22 AWG

Табл. 1. Расчётные формулы

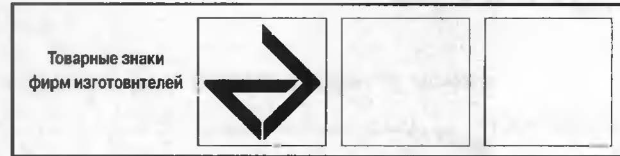
Величина	Преобразователь		
	Повышающий	Понижающий	Инвертирующий
$t_{ON/OFF}$	$(V_{OUT} + V_F - V_{IN(MIN)})/(V_{IN(MIN)} - V_{SAT})$	$(V_{OUT} + V_F)/(V_{IN(MIN)} - V_{SAT} - V_{OUT})$	$(\|V_{OUT}\| + V_F)/(V_{IN} - V_{SAT})$
$(t_{ON} + t_{OFF})$	$1/f$	$1/f$	$1/f$
t_{OFF}	$(t_{ON} + t_{OFF})/(t_{ON}/t_{OFF} + 1)$	$(t_{ON} + t_{OFF})/(t_{ON}/t_{OFF} + 1)$	$(t_{ON} + t_{OFF})/(t_{ON}/t_{OFF} + 1)$
t_{ON}	$(t_{ON} + t_{OFF}) - t_{OFF}$	$(t_{ON} + t_{OFF}) - t_{OFF}$	$(t_{ON} + t_{OFF}) - t_{OFF}$
C_T	$4.0\text{x}10^{-5} t_{ON}$	$4.0\text{x}10^{-5} t_{ON}$	$4.0\text{x}10^{-5} t_{ON}$
$I_{PK(SW)}$	$2I_{OUT(MAX)}(t_{ON}/t_{OFF} + 1)$	$2I_{OUT(MAX)}$	$2I_{OUT(MAX)}(t_{ON}/t_{OFF} + 1)$
R_{SC}	$0.3/I_{PKSW}$	$0.3/I_{PKSW}$	$0.3/I_{PKSW}$
L_{MIN}	$((V_{IN(MIN)} - V_{SAT})/I_{PKSW})t_{ON(MAX)}$	$((V_{IN(MIN)} - V_{SAT} - V_{OUT})/I_{PKSW})t_{ON(MAX)}$	$((V_{IN(MIN)} - V_{SAT})/I_{PKSW})t_{ON(MAX)}$
C_O	$9I_{OUT}t_{ON}/V_{RIPPLE}(p-p)$	$I_{PKSW}(t_{ON} + t_{OFF})/8V_{RIPPLE}(p-p)$	$9I_{OUT}t_{ON}/V_{RIPPLE}(p-p)$

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ 1168ЕП1

Аналог ICL7660



Товарные знаки фирм изготовителей



ОСОБЕННОСТИ

- **Широкий диапазон входных напряжений ..... 3...10 В**
- **Высокий КПД преобразования 97%**
- **Максимальная мощность рассеивания ..... ≤ 300 мВт**
- **Диапазон рабочих температур ..... –20...+70°C**

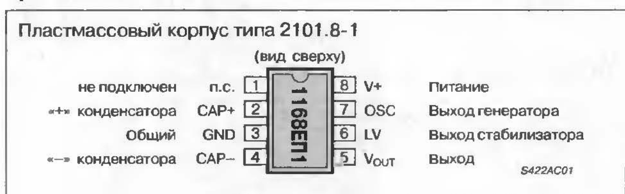
ТИПОНОМИНАЛЫ

КР1168ЕП1 ..... АДБК.431420.198-03ТУ

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1168ЕП1 представляет из себя емкостной преобразователь напряжения, преобразующий входное положительное напряжение в выходное отрицательное того же уровня. Так как прибор изготавляется по КМОП-технологии, необходимо соблюдать меры защиты от статического электричества. Микросхема выпускается в пластмассовом корпусе типа 2101.8-1.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы ICL7660, См. стр. 74.

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеют отличия от схем включения ICL7660, См. стр. 78.

2

ICL7660

ИНТЕГРАЛЬНЫЙ КОНВЕРТЕР НАПРЯЖЕНИЯ

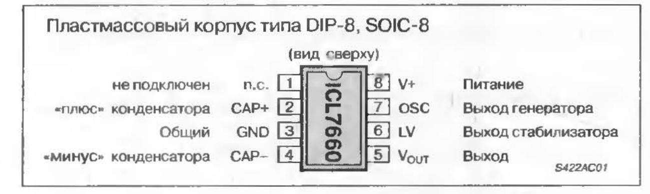
ОСОБЕННОСТИ

- Высокий КПД по напряжению и мощности из-за отсутствия выпрямительных диодов
- Простое преобразование напряжения из +5 В в ± 5 В
- Типовой КПД 98%
- Широкий диапазон напряжений питания .... 1.5...10 В
- Интегральное маломощное КМОП-устройство

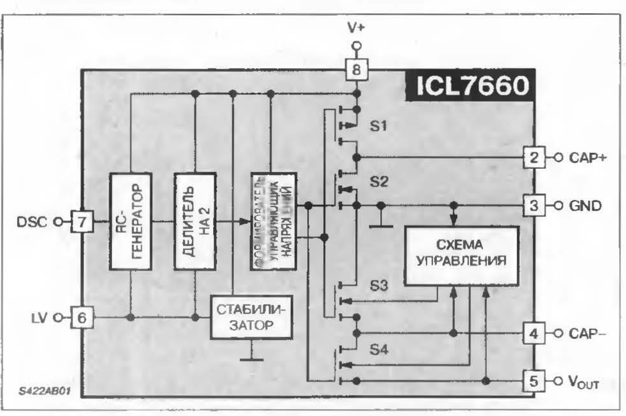
ПРИМЕНЕНИЯ

- Щитовые приборы
- Портативные приборы
- Источник питания для RS-232
- Системы сбора данных
- Напряжения питания для операционных усилителей
- Преобразование положительного напряжения в отрицательное

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема ICL7660 представляет из себя интегральный емкостной инвертор напряжения, преобразующий положительное напряжение в диапазоне +1.5...+10 В в отрицательное напряжение таково же уровня в диапазоне –1.5...–10 В. Прибор ICL7660 имеет встроенные генератор, схему управления и 4 мощных МОП-ключа и требует только два внешних компонента — дешевые электролитические конденсаторы.

Микросхема ICL7660 может использоваться везде, где требуется отрицательное напряжение в диапазоне –1.5...–10 В. Обычно необходимо получить питание –5 В для питания аналоговых схем, используя как источник питания стандартное питание логических схем +5 В. Другое популярное использование — преобразование напряжения батареи +9 В в –9 В, которое при необходимости может быть стабилизировано до –5 В при помощи ICL7664.

Микросхема ICL7660 может также использоваться для удвоения напряжения 1.5 В батареи, т.е. для получения от единственного гальванического элемента напряжения питания 3 В, либо, аналогичным образом, для получения напряжения питания 6 В от единственного литиевого элемента.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Прибор	Температурный диапазон	Корпус
ICL7660CPA	0...+70°C	DIP-8
ICL7660CBA	0...+70°C	SOIC-8
ICL7660CTV	0...+70°C	TO-99
ICL7660MTV	-55...+125°C	TO-99

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ[1]

Напряжение питания (вывод LV не подключен) .... +10.5 В
Входное напряжение по выводам LV и OSC (Прим. 2):
при (V+) < 5.5 В .... –0.3...(V+) + 0.3 В
при (V+) > 5.5 В .... (V+) – 5.5...(V+) + 0.3 В
Ток по выводу LV при (V+) > 3.5 В (Прим. 2) .... 20 мкА
Короткое замыкание выхода (V+) ≤ +5.5 В .... Продолжительное
Рассеиваемая мощность (Прим. 3):
ICL7660CTV .... 500 мВт
ICL7660CPA .... 300 мВт
ICL7660MTV .... 500 мВт
Диапазон рабочих температур:
ICL7660M .... –55...+125°C
ICL7660C .... 0...+70°C
Диапазон температур хранения .... –65...+150°C
Температура выводов (пайка 10 с) .... +300°C

Примечания:

1. Эксплуатация приборов при приведенных ниже значениях параметров может привести к разрушению прибора. Продолжительная работа прибора при предельных значениях влияет на надежность устройства.
2. Соединение любого входа с напряжением, большим V+ или меньшим GND, может привести к тиристорному эффекту и разрушению. Применять схемы умощнения выхода ICL7660, работающие от внешних источников питания, не рекомендуется.
3. При температуре выше 50°C уменьшается линейно на 5.5 мВт/°C.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При V+ = +5 В, T_A = +25°C если не указано иначе

Символ	Параметр	Условия	Значения			Еденица измерений
			не менее	типовое	не более	
I+	Ток потребления	$R_L = \infty$	—	170	500	мкА
$V+_{H1}$	Верхний диапазон напряжений питания (D1 не используется) (См. **Рис. 11**)	0°C ≤ T_A ≤ 70°C, R_L = 10 кОм, LV — свободен	3.0	—	6.5	В
		−55°C ≤ T_A ≤ 125°C, R_L = 10 кОм, LV — свободен	3.0	—	5.0	В
$V+_{L1}$	Нижний диапазон напряжений питания (D1 не используется)	min ≤ T_A ≤ max, R_L = 10 кОм, LV — заземлен	1.5	—	3.5	В
$V+_{H2}$	Верхний диапазон напряжений питания (D1 используется)	min ≤ T_A ≤ max, R_L = 10 кОм, LV — свободен	3.0	—	10.0	В
$V+_{L2}$	Нижний диапазон напряжений питания (D1 используется)	min ≤ T_A ≤ max, R_L = 10 кОм, LV — заземлен	1.5	—	3.5	В
r_{OUT}	Выходное сопротивление источника	I_{OUT} = 2 мА, T_A = 25°C	—	55	100	Ом
		I_{OUT} = 2 мА, −20°C ≤ T_A ≤ +70°C	—	—	120	Ом
		I_{OUT} = 2 мА, −55°C ≤ T_A ≤ +125°C	—	—	150	Ом
		V+ = 2 В, I_{OUT} = 3 мА, LV — заземлен −20°C ≤ T_A ≤ +70°C	—	—	300	Ом
		V+ = 2 В, I_{OUT} = 3 мА, LV — заземлен, −55°C ≤ T_A ≤ +125°C	—	—	400	Ом
f_{OSC}	Частота генератора		—	10	—	кГц
P_{EFF}	КПД по мощности	R_L = 5 кОм	95	98	—	%
$V_{OUT\,EFF}$	КПД по напряжению	$R_L = \infty$	97	99.9	—	%
Z_{OSC}	Импеданс генератора	V+ = 2 В	—	1.0	—	МОм
		V+ = 5 В	—	100	—	кОм

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 1. Зависимость диапазона напряжений питания от темпаратуры

V+, В

Диод D1 не требуется

T, °C

S422AG01

Рис. 2. Зависимость выходного сопротивления от температуры

Рис. 3. Зависимость выходного сопротивления от напряжения питания

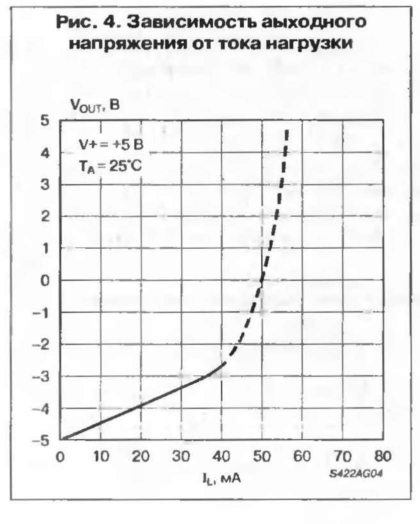


Рис. 4. Зависимость выходного напряжения от тока нагрузки

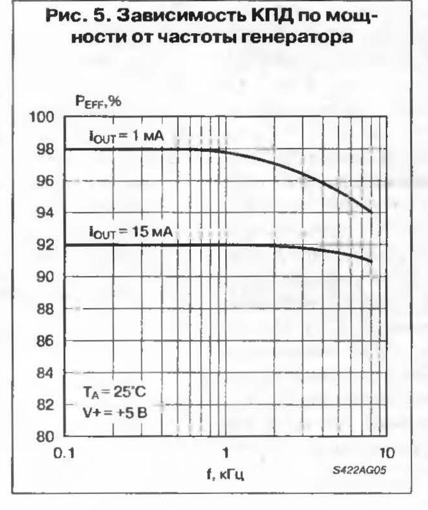


Рис. 5. Зависимость КПД по мощности от частоты генератора

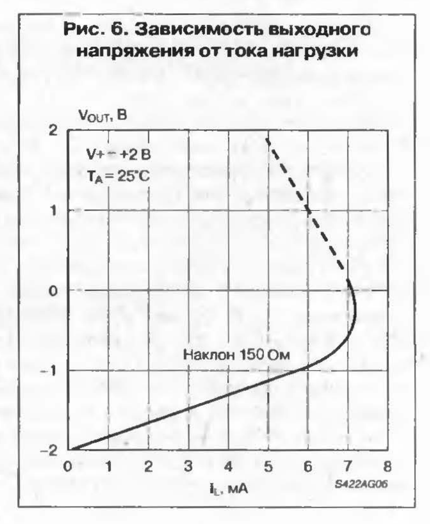


Рис. 6. Зависимость выходного напряжения от тока нагрузки

Рис. 7. Зависимость частоты генератора от емкости внешнего времязадающего конденсатора

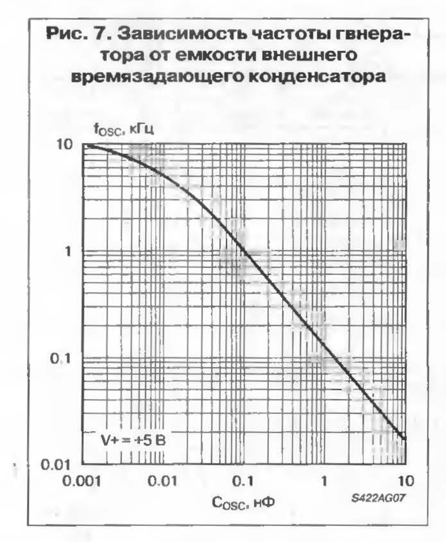


Рис. 8. Зависимость частоты генератора от температуры в отсутствии нагрузки

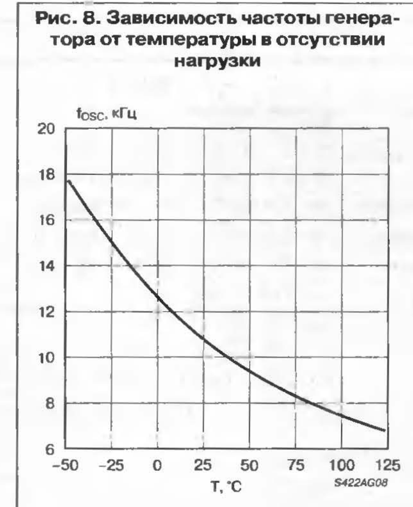


Рис. 9. Зависимость тока потребления и КПД по мощности от тока нагрузки

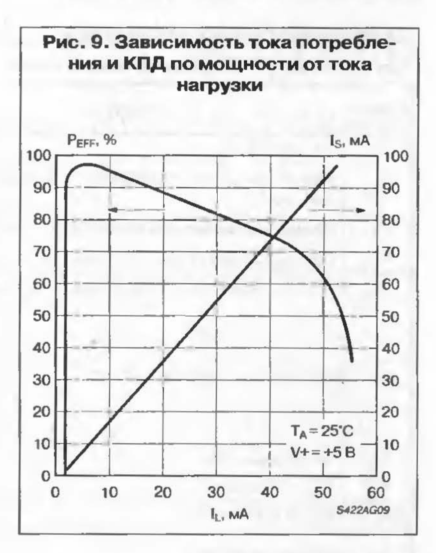
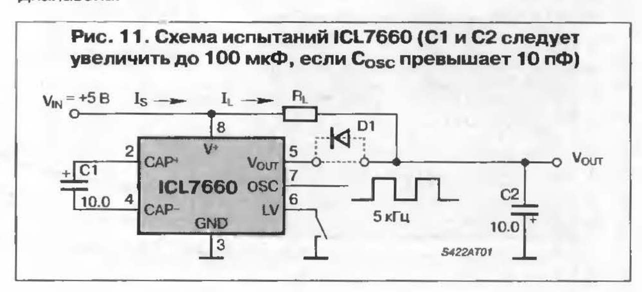


Рис. 10. Зависимость тока потребления и КПД по мощности от тока нагрузки

Кривые тока потребления, приведенные на **Рис. 9, 10**, включают в себя ток, который отдается непосредственно в нагрузку (R_L) от V+ (См. **Рис. 11**). Ток от источника питания разделен поровну между положительной и отрицательной сторонами, замыкаясь через ICL7660 и нагрузку. В идеальном случае $V_{OUT} \approx 2V_{IN}$, $I_S \approx 2I_L$, так что $V_{IN} \times I_S \approx V_{OUT} \times I_L$.

Считается, что микросхема питается напряжением верхнего диапазона, если вывод LV оставлен свободным. Если вывод LV замкнут на землю, то микросхема питается напряжением нижнего диапазона.

Рис. 11. Схема испытаний ICL7660 (C1 и C2 следует увеличить до 100 мкФ, если C_{OSC} превышает 10 пФ)



ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема ICL7660 имеет все необходимые узлы для построения схемы конвертера напряжения. Добавляются только два внешних конденсатора. Это могут быть недорогие полярные электролитические конденсаторы по 10 мкФ. На **Рис. 12** иллюстрируется работа идеального преобразователя напряжения. В течение первой половины цикла ключи S1 и S3 замкнуты, а S2 и S4 разомкнуты, и конденсатор C1 заряжается до напряжения V_{IN}. В течение второй половины цикла замкнуты ключи S2 и S4, а S1 и S3 разомкнуты, и конденсатор C1 подвергается отрицательному сдвигу на напряжение равное V_{IN}. Предположим, что выключатели идеальны и нагрузка на накопительном конденсаторе C2 отсутствует, тогда заряд от C1 до C2 передается так, что напряжение на C2 точно равно $-V_{IN}$. Все четыре ключа (**Рис. 12**) являются мощными МОП-ключами. Ключ S1 — *p*-канальный, а ключи S2, S3, и S4 — *n*-канальные. Для улучшения работы на низких напряжениях вывод LV необходимо соединить с GND. Это рекомендуется для компенсации падения напряжения, присущего внутреннему стабилизатору напряжения ICL7660. Если напряжение питания превышает 3.5 В, для предотвращения тиристорного эффекта и повреждения устройства вывод LV должен быть оставлен свободным.

КПД

Теоретически КПД преобразователя напряжения может приближаться к 100%. Микросхема ICL7660 приближается к условиям, приводимым ниже для отрицательного умножения напряжений, если используются большие значения емкостей C1 и C2.

- Чрезвычайно низкое сопротивленив ключей в замкнутом состоянии — падение напряжения практически отсутствует.
- Минимальное потребление мощности схемой управления.
- Пренебрежимо малые импедансы реактивного и накопительного кондвнсаторов.

Рис. 12. Идеальный преобразователь напряжения

Потеря энергии в цикле перекачки заряда:

$$E = \frac{1}{2} C1 \left[(V_{IN})^2 - (V_{OUT})^2\right].$$

Напряжения V_{IN} и V_{OUT} будут существенно различаться, если импедансы C1 и C2 на частоте перекачки близко сопоставимы с сопротивлением нагрузки выхода R_L. Для снижения выходных пульсаций выбирайте C2 большим как по номиналу, так и по размеру (объему). Увеличение значений как C1, так и C2 будет улучшать КПД.

ОБЩИЕ МЕРЫ ПРЕДОСТОРОЖНОСТИ

1. Не превышать максимальное напряжение питания.
2. Не подключать вывод LV к земле при напряжении питания выше 3.5 В.
3. Использовать диод D1 (См. **Рис. 15**) при напряжении питания выше 6.5 В.
4. При использовании полярных конденсаторов положительный вывод C1 должен быть подключен к выводу [2] микросхемы ICL7660, а положительный вывод C2 — к земле.
5. Если источник питания, от которого питается ICL7660, имеет высокий выходной импеданс (25...30 Ом), может потребоваться шунтирование вывода [8] на землю конденсатором 2.2 мкФ для ограничения скорости нарастания выходного напряжения до 2 В/мкс.
6. Для предотвращения защелкивания необходимо убедиться, что потенциал на выходе (вывод [5]) не выше потенциала вывода GND (вывод [3]). Если наличествует такая ситуация, рекомендуется подключение диода типа 1N914 параллельно конденсатору C2 (анодом к выводу [5], катодом к выводу [3]).

ПРИМЕНЕНИЕ

ИЗМЕНЕНИЕ ЧАСТОТЫ ГЕНЕРАТОРА

Обычно вывод OSC ICL7660 оставляется неподключенным, и номинальная частота генератора составляет 10 кГц (частота перекачки заряда — 5 кГц). Частота генератора может быть понижена подключением внешнего конденсатора между выводами OSC и V+. График на **Рис. 7** показывает номинальную величину частоты генерации в зависимости от величины емкости конденсатора. Понижение частоты генератора будет улучшать КПД преобразования при очень низких уровнях выходного тока. Нежелательным результатом понижения частоты генератора является увеличение импеданса конденсаторов. Компенсировать это увеличение импеданса можно увеличением значений C1 и C2.

В некоторых случаях, особенно в схемах питания звуковых усилителей, частота выходных пульсаций 5 кГц нежелательна. Частота генератора может быть увеличена подачей управляющих импульсов на вывод OSC от внешнего генератора. Пороговое напряжение входа генератора равно 2.5 В при V+ > 5 В, и равно 1/2 V+ для V+ < 5 В. Чтобы устранить возможность возникновения тиристорного эффекта, последовательно с входом OSC включите резистор 1 кОм . Если внешний генератор не обеспечивает размаха выходного сигнала до V+, используйте подтягивающий резистор 10 кОм. Частота перекачки и частота выходных пульсаций, соответственно, будут вдвое меньше частоты внешнего генератора. Функционирование прибора ICL7660 на более высоких частотах несколько увеличивает потребляемый ток, но позволяет использовать внешние конденсаторы меньшей емкости, при этом повышается частота пульсаций.

КАСКАДИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВ

Чтобы обеспечить большую величину отрицательного напряжения, чем получаемую от одной микросхемы ICL7660, устройства ICL7660 можно каскадировать, выполняя умножение исходного напряжения питания, как показано на **Рис. 13**. Результирующее выходное сопротивление приблизительно равно весовой сумме индивидуальных значений R_{OUT} каждого прибора ICL7660. Практический предел каскадирования при малых токах нагрузки — 10 устройств. Выходное напряжение $V_{OUT} = -n(V_{IN})$, где n — число каскадируемых устройств.

КОНВЕРТЕР ОТРИЦАТЕЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Обычно микросхему ICL7660 применяют как инвертор напряжения с перекачиванием заряда, преобразующий положительное напряжение в эквивалентное отрицательное. Простая схема на **Рис. 15** показывает, что необходимы только два внешних компонента — C1 и C2. В большинстве применений C1 и C2 — это дешевые электролитические конденсаторы емкостью 10 мкФ. Прибор ICL7660 не является стабилизатором напряжения, и выходное сопротивление источника составляет приблизительно 70 Ом при входном напряжении +5 В. Это означает, что при напряжении питания +5 В, выходное напряжение будет составлять –5 В лишь при малой нагрузке, и уменьшится до –4.3 В при токе нагрузки 10 мА. Зависимости выходного сопротивления преобразователя от температуры и напряжения питания показаны на **Рис. 2** и **3**. Импеданс выхода схемы в целом есть сумма выходного сопротивления ICL7660 и импеданса конденсаторов на частоте перекачки.

Напряжение пульсаций на выходе может быть рассчитано, учитывая, что в течение половины цикла перекачки заряда выходной ток обеспечивается исключительно конденсатором C2. Напряжение пульсаций вычисляется следующим образом:

$$V_{RIPPLE} = \left[\frac{1}{2\,(f_{PUMP})\,(C2)} + ESR_{C2}\right] I_{OUT}.$$

При номинальной частоте перекачки f_{PUMP} = 5 кГц (половина частоты генератора — 10 кГц), C2 — 10 мкФ, токе выхода — 10 мА, размах пульсаций будет приблизительно 100 мВ.

ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ПРИБОРОВ

Параллельное включение ICL7660 уменьшает выходное сопротивление. Как показано на **Рис. 14**, каждое устройство требует собственного реактивного конденсатора C1, однако накопительный конденсатор C2 является общим для всех приборов. Уравнение для вычисления выходного сопротивления дано на **Рис 14**.

ОБЪЕДИНЕНИЕ ПОЛОЖИТЕЛЬНОГО УМНОЖИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ И КОНВЕРТЕРА ОТРИЦАТЕЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Это схемное решение показано на **Рис. 16**. В этой схеме конденсаторы C1 и C3 исполняют, соответственно, функции реакторного и накопительного конденсаторов для генерации отрицательного напряжения. Конденсаторы C2 и C4 служат, соответственно, реакторным и накопительным конденсаторами для положительного умножителя напряжения. Однако такая конфигурация схемы приводит к увеличению выходных импедансов генерируемых напряжений. Это является следствием конечной величины импеданса у общего драйвера перекачки заряда.

ИСТОЧНИК РАСЩЕПЛЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

На **Рис. 18** показан расщепленный источник питания на ±5 В, работающий от одной батареи 9 В. Микросхема ICL7660 инвертирует входное напряжение +9 В в –9 В, от которого в свою очередь питается стабилизатор отрицательного напряжения –5 В на микросхеме ICL7664. Стабилизатор положительного напряжения ICL7663 работает непосредственно от входного напряжения +9 В, стабилизируя выходное напряжение +5 В. Общий ток потребления ICL7660 и двух стабилизаторов меньше 100 мкА, в то время как нагрузочная способность выхода по току — 40 мА.

РЕГУЛИРУЕМЫЙ ИСТОЧНИК ОТРИЦАТЕЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В некоторых случаях выходной импеданс ICL7660 может представлять проблему, особенно при значительных изменениях тока нагрузки. Схема, показанная на **Рис. 17**, позволяет преодолеть эту проблему с помощью управления входным напряжением, что реализовано на микромощном КМОП ОУ типа ICL7611, и, таким образом, как бы поддерживать приблизительно постоянное выходное напряжение. Непосредственная обратная связь нецелесообразна, так как изменения на выходе ICL7660 происходят не мгновенно после изменений на входе, а только после задержки переключения. Показанная схема имеет задержку, определяемую ICL7660, но достаточную для поддержания соответствующей обратной связи. Желательно увеличение емкости реакторного и накопительного конденсаторов. Значения, показанные на рисунке, обеспечивают выходной импеданс меньше, чем 5 Ом при токе нагрузки 10 мА.

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 13. Каскадирование ICL7660 для увеличения выходного напряжения

Рис. 16. Объединение положительного умножителя и отрицательного конвертера

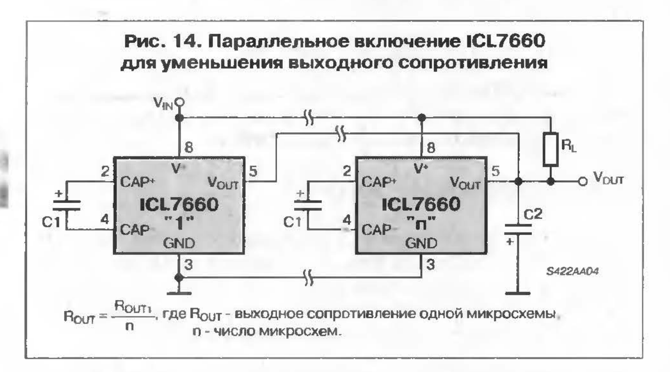


Рис. 14. Параллельное включение ICL7660 для уменьшения выходного сопротивления

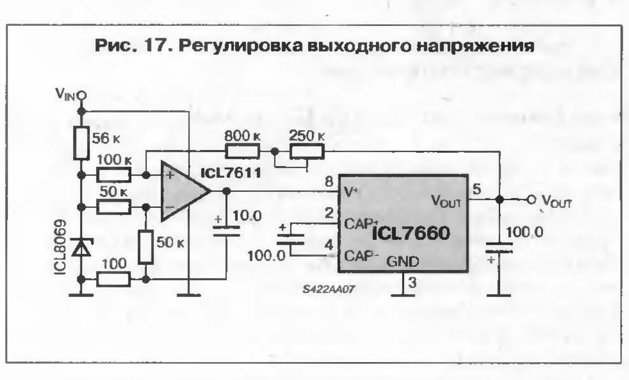


Рис. 17. Регулировка выходного напряжения

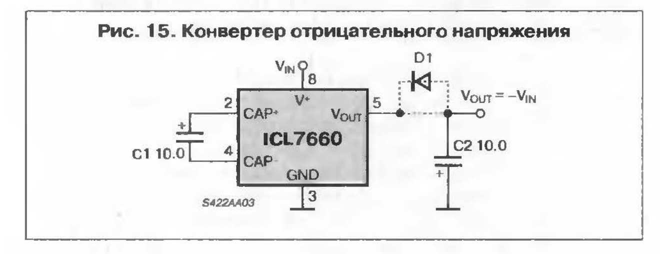


Рис. 15. Конвертер отрицательного напряжения

Рис. 18. Расщепленный источник питания на ±5 В

DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ 1446ПН1

ОСОБЕННОСТИ

- **Выходное напряжение .... 5 В**
- **Диапазон входных напряжений .... +2.5...+5.25 В**
- **Коэффициент полезного действия .... 87...88% (typ)**
- **Ток нагрузки .... ≤ 200 мА**

ТИПОНОМИНАЛЫ

КР1446ПН1

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа 2101.8-1

Вход блокировки $\overline{SHDN}$	1	8	V+	Напряжение питания
Опорное напряжение V_{REF}	2	7	V_{OUT}	Вход следящей схемы для V_{OUT}
Конденсатор запуска SS	3	6	LX	Выход (сток мощного MOSFET)
Конденсатор компенсации CC	4	5	GND	Общий

1446ПН1

S4241C01

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1446ПН1 сконструирована для построения схемы преобразователя **постоянный ток-постоянный ток** (DC/DC-конвертер) с выходным напряжением +5 В и гарантированным током нагрузки 200 мА. Основное назначение прибора — использование в схеме преобразователя напряжения ряда 1.5, 2.5, 3.3, 3.6 В в напряжение +5 В. Микросхема 1446ПН1 имеет специальный вход для непосредственного включения/выключения выходного напряжения +5 В с помощью стандартных логических сигналов.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы MAX731. См. стр. 80.

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеют отличия от схем включения MAX731, См. стр. 86.

ПОВЫШАЮЩИЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

ОСОБЕННОСТИ

- Ток нагрузки при отсутствии внешнего МОП-транзистора .... 200 мА
- Напряжение запуска .... 2.5 В
- Высокая частота ШИМ с обратной связью по току .... 170 кГц
- Типовой КПД для максимальной нагрузки (MAX731) .... 82...87%
- Типовой КПД для максимальной нагрузки (MAX752) .... 85...95%
- Маленькая катушка индуктивности, не требующая конструкторского решения
- Ток потребления (MAX752) .... 2 мА
- Защита от перегрузки по току и схема мягкого запуска
- Выпускается в корпусах DIP-8 и SOP-16
- Наличие входа блокировки

ПРИМЕНЕНИЕ

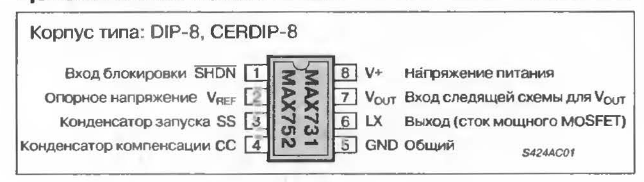
- Питание 5-вольтовой логики в устройствах 3-вольтовым питанием
- Замена однотипных ИС в DC/DC-преобразователях
- Переносные приборы
- Портативные ЭВМ
- Распределенные мощные системы
- Питаемые от батареи устройства

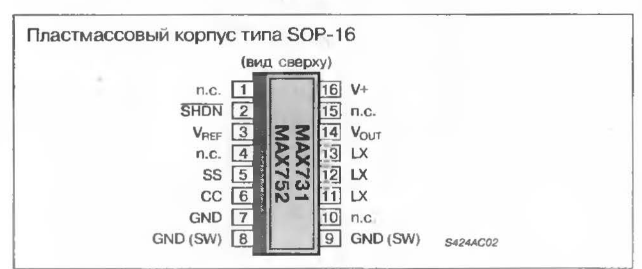
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	T_A	Тип корпуса	Типономинал	T_A	Тип корпуса
MAX731CPA	0...+70°C	DIP-8	MAX752CPA	0...+70°C	DIP-8
MAX731CWE	0...+70°C	SOP-16	MAX752CWE	0...+70°C	SOP-16
MAX731C/D	0...+70°C	бескорпусной	MAX752C/D	0...+70°C	бескорпусной
MAX731EPA	-40...+85°C	DIP-8	MAX752EPA	-40...+85°C	DIP-8
MAX731EWE	-40...+85°C	SOP-8	MAX752EWA	-40...+85°C	SOP-16
MAX731MJA	-55...+125°C	CERDIP-8	MAX752MJA	-55...+125°C	CERDIP-8

Примечание:
1. Бескорпусной вариант проверен только при T_A = +25°C.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ





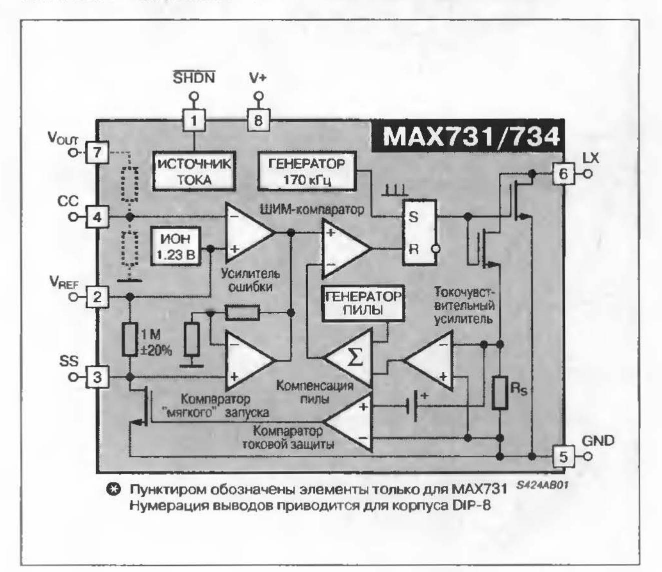
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы MAX731 и MAX752 являются повышающими импульсными DC/DC-преобразователями, изготовленными с использованием КМОП-технологии, и имеющими фиксированный и регулируемый выходы, соответственно. MAX731 преобразовывает положительное входное напряжение в диапазоне +2.5...+5.25 В в фиксированное выходное напряжение +5 В с током до 200 мА во всем температурном диапазоне. Типовой КПД при полной нагрузке равен 82...87%. Необходимость использования только одного дросселя величиной 22 мкГн для всех режимов работы облегчает разработку схемы. Прибор MAX752 — регулируемый вариант, который преобразовывает входное напряжение начиная с +1.8 В в любое более высокое напряжение вплоть до +15 В при выходном токе до 200 мА. Типовой КПД при полной нагрузке сотавляет 85...95%. Для MAX752 также требуется только один дроссель индуктивностью 50 мкГн.

Микросхемы MAX731 и MAX752 используют управляющую схему с широтно-импульсной модуляцией с обратной связью по току, которая обеспечивает высокую стабильность выхода и низкий уровень субгармоник. Типовой ток потребления в режиме холостого хода равен 2 мА. Использование фиксированной частоты генератора 170 кГц упрощает фильтрацию пульсаций и шума и дает возможность использовать небольшие навесные элементы.

Кроме этого в MAX731/MAX752 предусмотрены поцикловое ограничение тока, защита от перегрузок по току, возможность внешнего выключения и программируемый мягкий запуск.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



Пунктиром обозначены элементы только для MAX731
Нумерация выводов приводится для корпуса DIP-8

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

ДЛЯ MAX731

При V_{IN} = +3 В, I_{LOAD} = 0 мА, $T_A = T_A$ (min)...T_A (max), (См. Рис.1а), типовые величины при T_A = +25°С, если не указано иначе

Параметр		Условия	Значение			Единицы измерения
			не менее	типовое	не более	
Минимальное запускающее напряжение		I_{LOAD} = 0 мА	—	1.8	—	В
		I_{LOAD} = 200 мА	—	2.0	2.5	В
Минимальное рабочее напряжение		I_{LOAD} = 100 мА	—	1.4	—	В
		I_{LOAD} = 200 мА	—	2.0	—	В
Выходное напряжение		V_{IN} = 2.7...4.65 В, 0 < I_{LOAD} < 200 мА	4.75	5.00	5.25	В
Выходной ток			200	—	—	мА
Нестабильность по напряжению		V_{IN} = 2.7...4.65 В	—	0.20	—	%/В
Нестабильность по току		I_{LOAD} = 0...100 мА	—	0.005	—	%/мА
КПД		V_{IN} = 3 В, I_{LOAD} = 100 мА	—	87	—	%
Ток потребления		Включает ток потребления полевого транзистора	—	2.0	4.0	мА
Ток потребления в дежурном режиме		$V_{\overline{SHDN}}$ = 0, внутренняя схема	—	35	100	мкА
		$V_{\overline{SHDN}}$ = 0, от V+	—	6	—	мкА
Напряжение порога блокировки	ВЫСОКИЙ уровень		(V+) – 0.5	—	—	В
	НИЗКИЙ уровень		—	—	0.25	В
Ток утечки входа блокировки			—	—	1.0	мкА
Ток короткого замыкания			—	1.5	—	А
Сопротивление выхода LX в открытом состоянии			—	0.5	—	Ом
Ток утечки через вывод LX		V_{DS} = 5 В	—	1.0	—	мкА
Опорное напряжение			1.15	1.23	1.30	В
Дрейф опорного напряжения		$T_A = T_A(min)...T_A(max)$	—	50	—	млн$^{-1}$/°С
Частота генератора			125	170	215	кГц
Сопротивление входа компенсации			—	20	—	кОм

ДЛЯ MAX752

Величины R1 и R2 соответствуют +12 В на выходе, (См. Рис. 1b) V+ = 5 В, I_{LOAD} = 0 мА, $T_A = T_A$ (min)...T_A (max), типовые величины при T_A = +25°С, если не уквзано иначе

Параметр		Условия	Значение			Единицы измерения
			не менее	типовое	не более	
Минимальное входное напряжение		I_{LOAD} = 0 мА	—	1.8	2.5	В
Выходное напряжение	MAX752C/E	V+ = 4.5...11.0 В, 0 < I_{LOAD} < 125 мА	11.46	12.0	12.54	В
	MAX752M	V+ = 4.5...11.0 В, 0 < I_{LOAD} < 125 мА	11.46	12.0	12.54	В
	MAX752C/E/M	V+ = 6.0...11.0 В, 0 < I_{LOAD} < 200 мА	11.46	12.0	12.54	В
Выходной ток	MAX752C/E		150	—	—	мА
	MAX752M	V+ = 4.5...11.0 В	125	—	—	мА
	MAX752C/E/M	V+ = 6.0...11.0 В	200	—	—	мА
Диапазон выходных напряжений		$V_{IN} \leq V_{OUT}$	2.7	—	15.75	В
Нестабильность по напряжению		V+ = 4.0...11.0 В	—	0.20	—	%/В
Нестабильность по току		I_{LOAD} = 0...100 мА	—	0.0035	—	%/мА
КПД		V+ = 5.0 В, I_{LOAD} = 100 мА	—	88	—	%
Ток потребления		Включает ток потребления полевого транзистора	—	1.7	3.0	мА
Ток потребления в дежурном режиме		$V_{\overline{SHDN}}$ = 0, внутренняя схема	—	70	100	мкА
		$V_{\overline{SHDN}}$ = 0, от V+	—	6	—	мкА
Напряжение порога блокировки	ВЫСОКИЙ уровень		(V+) – 0.5	—	—	В
	НИЗКИЙ уровень		—	—	0.25	В
Ток утечки входа блокировки			—	—	1.0	мкА
Ток короткого замыкания			—	1.5	—	А
Сопротивление выхода LX в открытом состоянии			—	0.5	—	Ом
Ток утечки через вывод LX		V_{DC} = +12 В	—	1.0	—	мкА
Опорное напряжение			1.15	1.23	1.30	В
Дрейф опорного напряжения		$T_A = T_A(min)...T_A(max)$	—	50	—	млн$^{-1}$/°С
Частота генератора			130	170	210	кГц

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ*

Напряжение на выводах (относительно GND):
- V+, LX .... –0.3...+17 В
- V_{OUT} .... +25 В
- SS, CC, SHDN .... –0.3...((V+) + 0.3 В)

Максимальное значение тока переключения .... 1.5 А
Опорный ток (I_{REF}) .... 2.5 мА
Мощность рассеивания (T_A = +70°C):
- DIP-8 (уменьшается на 9.09 мВт/°С выше +70°C) ...... 727 мВт
- SOP-16 (уменьшается на 9.52 мВт/°С выше +70°C) .... 762 мВт
- CERDIP-8 (уменьшается на 8.00 мВт/°С выше +70°C)... 640 мВт

Температура хранения .... –65...+160°C
Температура выводов (пайка 10 с) .... +300°C
Диапазон рабочих температур
- MAX731/752C............ 0...+70°C
- MAX731/752E............ –40...+85°C
- MAX731/752MJA .... –55...+125°C

Температура кристалла:
- MAX731/752C JE............ +150°C
- MAX731/752MJA .... +175°C

Пимечание:
* Превышение указанных параметров может вызвать повреждение прибора. Эксплуатация при этих значвниях параметров не подразумввается, а их длительное воздействие может уменьшить надежность прибора.

ОПИСАНИЕ ВЫВОДОВ

Символ	Номер вывода		Функция
	DIP-8	SOP-16	
n.c.	–	1,4,10,15	Не подключены
$\overline{SHDN}$	1	2	Вход блокировки с низким активным уровнем. Соединяется с землей для перевода микросхемы в "дежурный режим" и с выводом V+ для нормальной работы
V_{REF}	2	3	Выход опорного напряжения (+1.23 В) с нагрузочной способностью до 100 мкА
SS	3	5	Вывод схемы "мягкого запуска". При подключении внешнего конденсатора на землю обеспечиввет "мягкий звпуск" и защиту от короткого замыкания
CC	4	6	Вывод для подключения внешнего компенсирующего конденсатора контура ОС по напряжению
GND	5	7	Общий (земля)
GND (SW)	–	8, 9	Общий вывод мощных выходных ключей FET. Оба вывода должны быть соединены с землей, не имеют внутреннего соединения между собой
LX	6	11, 12, 13	Выход стока мощного внутреннего n-канального MOSFET
V_{OUT}	7	14	Вход схемы контроля выходного напряжения
V+	8	16	Вход напряжения питания

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 1. Осциллограмма работы MAX731 в режиме непрерывного тока (C_{OUT} = 150 мкФ, V+ = 3 В, I_{OUT} = 200 мА)

Рис. 2. Осциллограмма работы MAX752 в режиме непрерывного тока (C_{OUT} = 300 мкФ, V+ = 3 В, I_{OUT} = 100 мА)

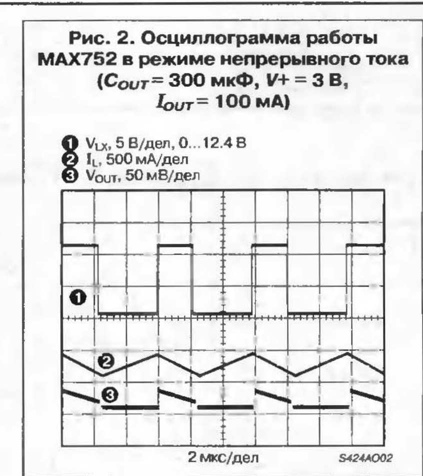


Рис. 3. Осциллограмма работы MAX731 в режиме прерывистого тока (C_{OUT} = 150 мкФ, V+ = 3 В, I_{OUT} = 100 мА)

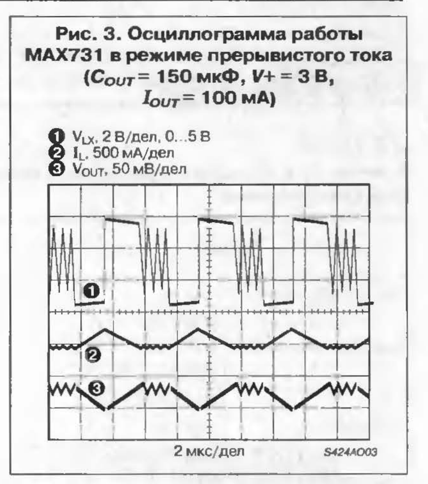


Рис. 4. Осциллограмма работы MAX752 в режиме прерывистого тока (C_{OUT} = 300 мкФ, V+ = 3 В, I_{OUT} = 200 мА)

Рис. 5. Переходная характеристика для MAX731 при изменении входного напряжения (I_{LOAD} = 200 мА)

Рис. 6. Переходная характеристика для MAX752 при изменении входного напряжения (I_{OUT} = 200 мА, V_{OUT} = 12 В)

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ (Продолжение)

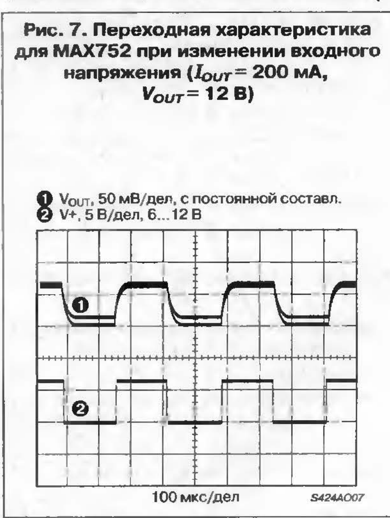


Рис. 7. Переходная характеристика для MAX752 при изменении входного напряжения (I_{OUT} = 200 мА, V_{OUT} = 12 В)

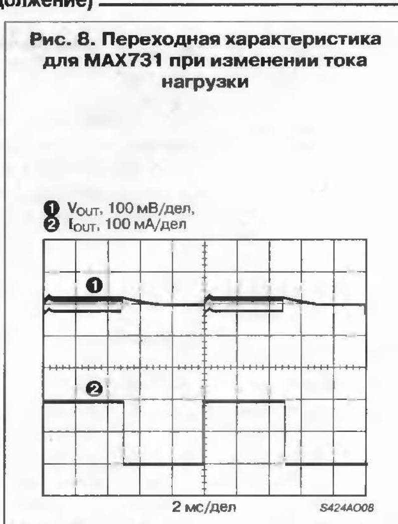


Рис. 8. Переходная характеристика для MAX731 при изменении тока нагрузки

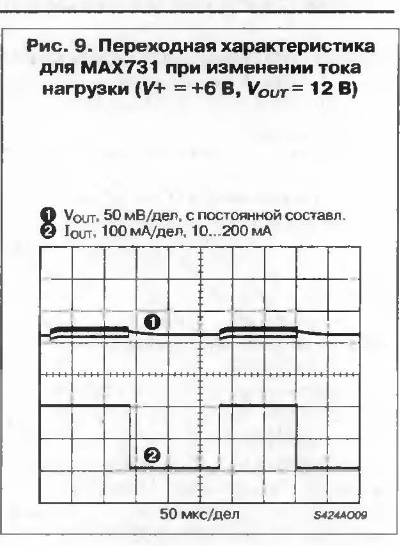


Рис. 9. Переходная характеристика для MAX731 при изменении тока нагрузки (V+ = +6 В, V_{OUT} = 12 В)

Рис. 10. Переходная характеристика для MAX731 при изменении тока нагрузки (V+ = +6 В, V_{OUT} = 15 В)

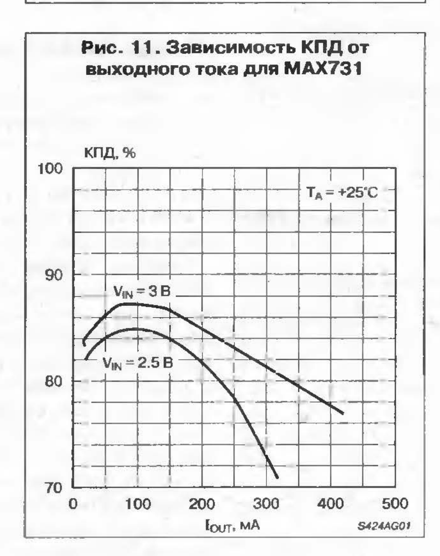


Рис. 11. Зависимость КПД от выходного тока для MAX731

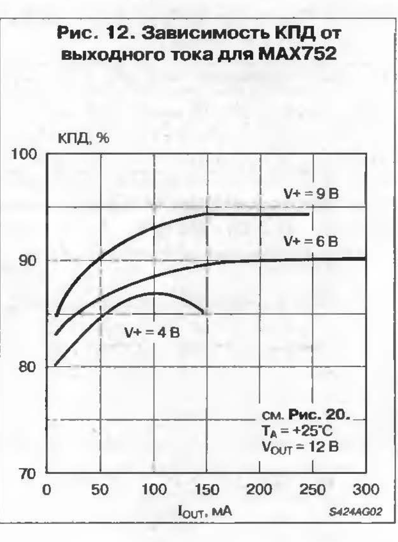


Рис. 12. Зависимость КПД от выходного тока для MAX752

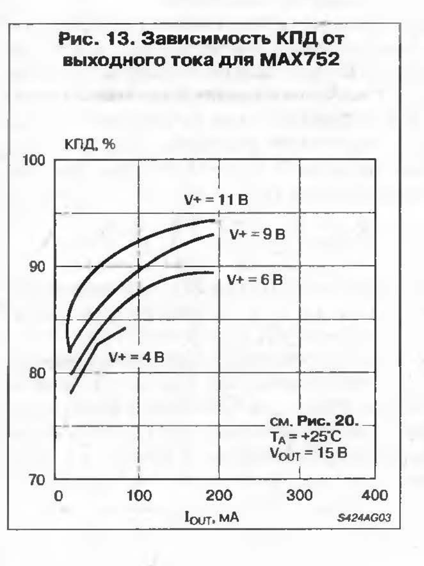


Рис. 13. Зависимость КПД от выходного тока для MAX752

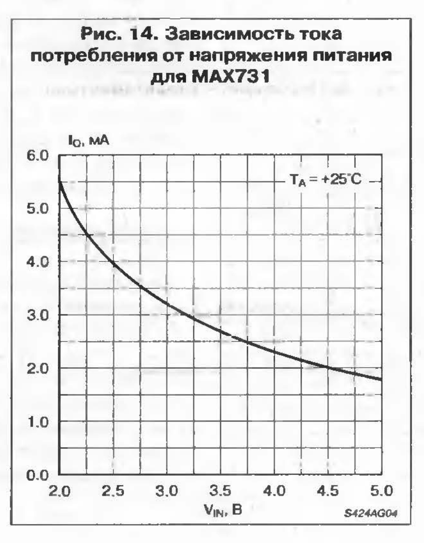


Рис. 14. Зависимость тока потребления от напряжения питания для MAX731

Рис. 15. Зависимость пикового тока через дроссель и максимального выходного тока от напряжения питания для MAX731

2

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ (Продолжение)

Рис. 16. Зависимость пикового токв через индуктивность от выходного тока для MAX752

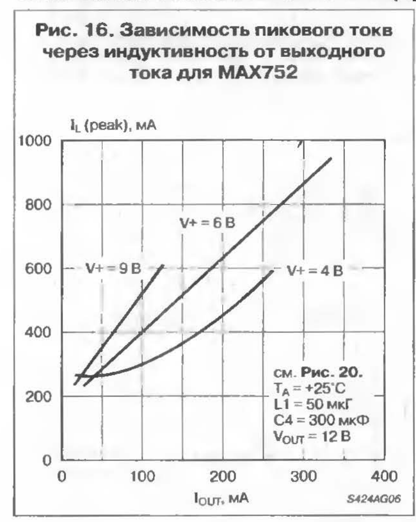


Рис. 17. Зависимость пикового тока через индуктивность от выходного тока для MAX752

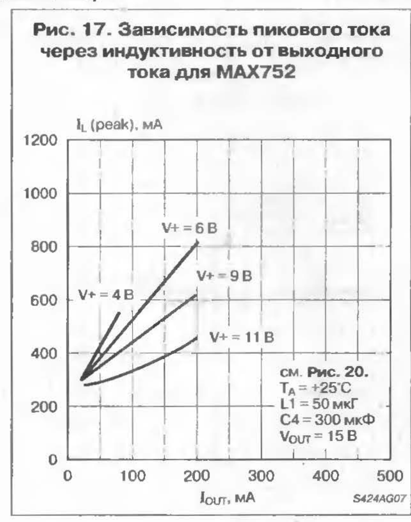


Рис. 18. Зависимость максимального выходного тока от напряжения питания для MAX752

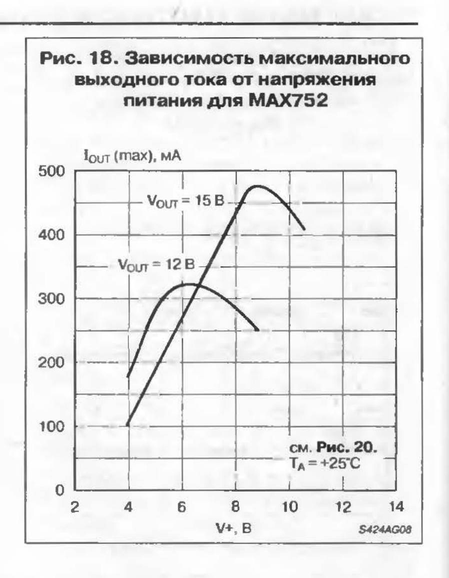


Табл. 1а. Типовая продолжительность "мягкого запуска"для MAX731 при V_{IN} = 3 В, С4 = 150 мкФ

С1 [мкФ]	Продолжительность [мс]	С1 [мкФ]	Продолжительность [мс]
0.1	10	1.0	100
0.2	20	2.0	160
0.5	50	5.0	170

Табл. 1b. Типовая продолжительность мягкого старта для MAX752 при V_{OUT} = +15 В, С4 = 300 мкФ

V+ [В]	I_{OUT} [мА]	Продолжительность [мс]		
		С1 = 0.1 мкФ	С1 = 0.47 мкФ	С1 = 1.0 мкФ
4.5	0	90	210	250
6.0	0	65	135	150
9.0	0	35	65	50
12.0	0	30	50	35
4.5	75	155	680	1380
6.0	75	105	425	880
9.0	75	45	160	305
12.0	75	30	50	35
4.5	125	235	1125	2260
6.0	125	135	595	1255
9.0	125	55	230	475
12.0	125	30	50	40

При V_{OUT} = +12 В, С4 = 300 мкФ

V+ В	I_{OUT} мА	Продолжительность [мс]		
		С1 = 0.1 мкФ	С1 = 0.47 мкФ	С1 = 1.0 мкФ
4.5	0	55	115	125
6.0	0	40	80	70
9.0	0	30	60	45
4.5	100	90	350	780
6.0	100	60	210	445
9.0	100	30	60	60
4.5	200	175	715	1690
6.0	200	85	340	760
9.0	200	30	75	125

Примечание:

* Продолжительность "мягкого запуска" ±35%. С1 - конденсатор на выводе SS, C4 - выходной конденсатор

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

Есть три важных значения входного напряжения: запускающее напряжение при отсутствии нагрузки, запускающее напряжение при полной нагрузке и минимальное рабочее напряжение. Запускающее напряжение при отсутствии нагрузки обычно меньше, чем 2.0 В, но наличие нагрузки не позволяет запуститься при этом напряжении. Небольшое повышение входного напряжения вызывает увеличение тока, что позволяет выходному напряжению увеличиться до регулируемого значения. Микросхема MAX731 запускается при напряжении на входе 2.5 В и обеспечивает стабилизацию выхода при токе нагрузке до 200 мА. Прибор MAX752 запускается и обеспечивает стабилизированное напряжение 12 В и ток до 150 мА при минимальном входном напряжении 4.5 В.

Микросхема MAX731 может питаться напряжением, которое она сама вырабатывает. Как только напряжение на выходе достигает 5 В, микросхема начинает питаться от этих 5 В и может выдавать ток до 200 мА, имея на входе удерживающее напряжение всего 2.0 В (1.4 В для тока нагрузки 100 мА). Величина удерживающего напряжения имеет большое значение при питании от батареи, так как определяет уровень, до которого может разрядиться батарея сохраняя стабилизированное выходное напряжение.

Входное напряжение вплоть до 16 В не вызывают поврвждения прибора, но стабилизация выхода прекращается как только напряжение на входе превысит заданный выходной уровень. При этом схема контроля выходного напряжения удерживает ключ в закрытом состоянии, а ток в нагрузку течет через дроссвль и диод (выходное напряжение на одно прямое падение напряжения на диоде (0.3...0.6 В) меньше входного). Ток может течь по этому пути даже при удалении микросхемы из платы.

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Импульсные преобразователи MAX731/MAX752 используют широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) с обратной связью по току вместе с простой схемотехникой повышающего преобразователя с целью повышения постоянного нестабилизированного напряжения. Микросхема MAX731 преобразовывает входное напряжение 1.4...5.25 В до 5 В на выходе. Прибор MAX752 имеет регулируемый выход. Применение ШИМ с обратной связью по току обеспечивает поцикловое ограничение тока, превосходную нагрузочную и переходную характеристику.

Схема имеет две петли обратной связи: внутреннюю токовую петлю, которая контролирует ток выходного ключа с помощью токочувствительного резистора (R_S) и усилителя, и внешнюю петлю по напряжению, которая контролирует выходное напряжение с помощью усилителя ошибки. Внутренняя петля осуществляет поцикловое ограничение тока, запирая транзистор выходного ключа, когда ток переключения достигает порога, определяемого внешней петлей по напряжению. Например, при падении выходного напряжения изменение в сигнале ошибки поднимает порог, позволяя схеме запасти и передать в нагрузку большее количвство энергии в течении каждого цикла.

СХЕМА ПРОГРАММИРУЕМОГО "МЯГКОГО ЗАПУСКА"

Для обеспечения уверенного запуска микросхемы необходимо к выводу SS подключить конденсатор емкостью 0.1...5 мкФ. После включения напряжение на конденсаторе медленно нарастает, заставляя напряжвние на выходе усилителя ошибки также медленно нарастать, что эквивалентно медленному увеличению порога ограничения по току, и устраняет бросок тока при включении питания. Скорость нарастания напряжения определяется величиной емкости конденсатора на выводе SS (типовов значение 0.1 мкФ). В **Табл. 1** приведены временныв характеристики для различных значений емкости конденсатора и параметров схемы.

Выходное напряжение уменьшается, если ток нагрузки начинает превышать максимальное значение. Компаратор перегрузки по току срабатывает, если ток нагрузки превышает 1.5 А. При этом конденсатор на выводе SS разряжается на землю через внутренний транзистор.

СХЕМА ЗАЩИТЫ ОТ ПЕРЕГРУЗОК ПО ТОКУ

Когда ток нагрузки превышает значение 1.5 А, выходной каскад выключается внутрвнней токовой петлей ОС, а компаратор перегрузки по току с помощью внутренней логики запускает процедуру "мягкого запуска". В каждом цикле выходной МОП-транзистор включается снова и остается открытым, пока ток не превысит порог поциклового ограничения тока и предел перегрузки по току. Величина конденсатора на выводе SS должна быть не меньше 0.01 мкФ для нормальной работы схемы защиты от перегрузки по току.

СХЕМА БЛОКИРОВКИ

Подключение вывода блокировки ($\overline{\text{SHDN}}$) к землв переводит MAX731/MAX752 в дежурный режим. При этом выходной МОП-транзистор удерживается в выключенном состоянии, но остается внешний путь для тока от V+ к нагрузке через дроссель и диод и другой путь от V+ к GND через дроссель, диод и внешние резисторы обратной связи. Для MAX731 сопротивления резисторов обратной связи составляют приблизительно 80 кОм. Внутренний ИОН выключается, разряжая при этом конденсатор на выводе SS. Типовой ток, потребляемый в дежурном режиме, равен 35 мкА. Для возврата к нормальному функционированию надо подключить вывод $\overline{\text{SHDN}}$ к V+, после чего запустится процесс "мягкого запуска" и MAX731 выйдет из дежурного режима.

"Bandgap" ИОН с напряжением +1.23 В обеспечиваВт ток до 100 мкА на выводе V_{REF}. Шунтирующий конденсатор подключается между выводами V_{REF} и GND и имеет величину 4.7 мкФ для MAX731 и 0.01 мкФ для MAX752.

РЕГУЛИРУЕМЫЙ ВЫХОД (ДЛЯ MAX752)

Выходное напряжение для MAX752 устанавливается двумя резисторами R1 и R2 (см. схему включения), которые образуют делитель напряжения между выходом и входом усилителя ошибки (вывод CC). Цепь ОС изменяет выходное напряжение таким образом, чтобы напряжение в средней точке делителя R1, R2 равнялось +1.23 В. Благодаря использованию КМОП-технологии входное сопротивление вывода CC имеет очень большую величину и почти не нагружает делитель напряжения. Значение R2 выбирается любым в диапазоне 10...30 кОм, а R1 рассчитывается по формуле:

$$R1 = R2 \frac{V_{OUT}}{1.23\,[В] - 1}.$$

Конденсаторы C5 и C7 служат для компенсации петли ОС. Величины, меньшие указанных на схеме, не рекомендуются, так как могут приводить к неустойчивой работе.

РЕЖИМЫ РАБОТЫ

Режим непрерывного тока

Это нормальный режим для MAX731/ MAX752 и означает, что ток в дросселе течет нвпрерывно. Схема управления изменяет длительность рабочего цикла с помощью схемы поциклового ограничения тока и формирует стабилизированный выход для токов, не превышающих предельные значения. Этот режим обеспечивает самую лучшую нагрузочную и переходную характеристику. Во время запуска и при малых нагрузках требуемая длительность рабочего цикла не обеспечивает непрерывного тока через дроссель, и схема переходит в режим прерываемого тока.

Режим прерываемого тока

В этом режиме в каждом цикле ток через дроссель увеличивается от нулевого до максимального значения и затем снова спадает до нуля по пилообразному закону. Хотя КПД остается все еще хорошим, это приводит к увеличению пульсаций на выходе и появлению "звона" на резонансной частоте катушки индуктивности, что однако не вызывает никаких проблем.

Режим с пропуском импульсов

При очень маленьких токах нагрузки (в несколько миллиампер) даже в режиме прерываемого тока в нагрузку передается больше энергии, чем требуется, вследствие чего микросхема переходит в режим с пропуском импульсов, при котором стабилизация выхода достигается пропуском целых циклов. КПД частично уменьшается до 70...80% из-за того, что ток потребления MAX731/MAX752 становится соизмеримым с низким током нагрузки. Сигнал на выходе ключа становится непериодичным, что приводит к появлению низкочастотной составляющей в выходной пульсации, которая может превышать 50 мВ. Для уменьшения пульсаций в этом случае надо использовать фильтрующий конденсатор большой емкости с низким последовательным сопротивлением (ESP).

Контроллер MAX731/MAX752 обычно функционирует в режиме непрерывного тока и переходит в режим прерывистого тока или режим с пропуском импульсов во время критических состояний. Работа в режиме непрерывного тока дает более сглаженный выход, чем прерывистый или режим с пропуском импульсов, потому что размах пульсаций минимизирован. Частота пульсаций зафиксирована на частоте генератора, упрощая фильтрацию выхода.

Возможно создание схемы на основе MAX731, которая будет использовать режим прерывистого тока как основной, удалив для этого компенсирующий конденсатор, указанный на типовой схеме включения. Тем не менее, этот режим обычно не рекомендуется по нескольким причинам. Во-первых, пиковые токи в ключе и дросселе становятся намного более высокими, уменьшая выходной ток. Во-вторых, величины индуктивности, сопротивления и номинального пикового тока дросселя становятся критическими, физический размер также увеличивается. В заключение, в выходном фильтре требуются компоненты с большим номиналом.

УКАЗАНИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

Для фиксированных выходов на 12 или 15 В можно использовать MAX732 или MAX733. Эти микросхемы созданы для работы на этих напряжениях при выходных токах до 200 мА (125 мА для MAX733), не требуют внешних делителей напряжения и допускают входное напряжение выше 4 В.

Типовая схема включения для MAX731 показывает стандартную повышающую схему применения. Эта схема работает при напряжениях на входе 2.5...5.25 В. Выходной ток зависит от входного напряжения питания (см. **Рис. 15**).

ВЫБОР ДРОССЕЛЯ

В большинстве случаев вместе с MAX731 можно использовать дроссель на 22 мкГн и на 50 мкГн для MAX752. Важная характеристика — номинальный возрастающий ток насыщения дросселя, который должен быть больше в 2.5 раза постоянной составляющей тока нагрузки (500 мА при токе нагрузки 200 мА). Для маломощных нагрузок могут использоваться меньшие величины индуктивности. В **Табл. 2** приведены рекомендуемые типы дросселей для различных применений. КПД перечисленных дросселей для поверхностного монтажа почти эквивалентен КПД больших дросселей для монтажа в отверстия.

ВЫБОР КОНДЕНСАТОРА ВЫХОДНОГО ФИЛЬТРА

Основной критерий для выбора конденсатора выходного фильтра — низкое эквивалентное последовательное сопротивление (ESR). Произведение изменения тока дросселя на ESR выходного конденсатора определяет амплитуду высокочастотных составляющих, накладываемых на выходное напряжение. ESR конденсатора должно быть меньше, чем 0.25 Ом, чтобы удерживать размах выходных пульсаций меньше 50 мВ во всем диапазоне токов (при использовании рекомендуемого дросселя). Кроме того, ESR конденсатора выходного фильтра должно быть минимизировано, чтобы поддерживать устойчивость по переменному току. Обратитесь к **Табл. 2** для выбора подходящего конденсатора.

В приведенной типовой схеме включения величина выходного конденсатора должна быть по крайней мере 300 мкФ, чтобы поддерживать устойчивость при предельных нагрузках (например 2 конденсатора MAXC001 на 150 мкФ, соединенных парвллельно). При уменьшении нагрузки необходимая емкость конденсатора снижается пропорционально.

ДРУГИЕ КОМПОНЕНТЫ

Для предельных нагрузок (200 мА) надо использовать диод Шоттки с номинальным током по крайней мере 500 мА (например1N5817). Величины двух компенсирующих конденсаторов на входе CC выбраны такими, чтобы обеспечить наилучшую переходную характеристику.

ФИЛЬТРАЦИЯ ВЫХОДНЫХ ПУЛЬСАЦИЙ

Необязательный низкочастотный П-образный фильтр может быть добавлен на выходе, чтобы уменьшить размах выходных пульсаций до 5 мВ. Частота среза приведенного на типовой схеме фильтра — 21 кГц. Так как катушка индуктивности фильтра включена последовательно с выходом схемы, ее сопротивление должно быть минимизировано, чтобы избежать излишнего падения напряжения. Заметьте, что делитель напряжения для обратной связи должен быть включен до, а не после фильтра.

РАЗВОДКА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

Расположение печатных проводников некритично, за исключением соображений минимизации шумов. Шунтирующие конденсаторы должны размещаться как можно ближе к микросхеме, чтобы предотвратить неустойчивость и шум на выходе. Вывод диода Шоттки должен также быть достаточно коротким, чтобы предотвратить быстро нарастающие импульсы на выходе. Рекомендуется использовать одну сторону печатной платы в виде земляной поверхности, но это необязательно.

ШУНТИРОВАНИЕ ВЫВОДА V +

Для типовой схемы включения MAX752 при выходных напряжениях больше 13 В с током нагрузки больше 100 мА, конденсатор C2 должен быть размещен на расстоянии меньше, чем на 1/2" (12.7мм) от выводов V+ и GND. Этот конденсатор гасит выбросы напряжения, создаваемые переходными процессами при больших нагрузках.

Табл. 2.

Способ монтажа	Дроссель тип	Дроссель фирма	Конденсатор тип	Конденсатор фирма
Монтируемый на поверхность	CD54-220 (22 мкГн) для MAX731	Sumida	267-серия	Matsuo
	CD54-220 (22 мкГн), CD54-470 (47 мкГн) для MAX752			
	CTX 100-серия	Coiltronics		
Миниатюрные для монтажа в отверстия	RCH654-220 для MAX731	Sumida	OS-CON-серия, органический полупроводниковый с малым ESR	Sanyo OS-CON
	RCH654-470 для MAX752			
Недорогие для монтажа в отверстия	RL1284-22 для MAX731	Renco	MAXC001 150 мкФ электролитический с малым ESR	Maxim
	RL1284-47 для MAX752		PL-серия, электролитический с малым ESR	Nichicon
			LXF-серия	United Chemi-Con

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 19. Типовая схема включения MAX731

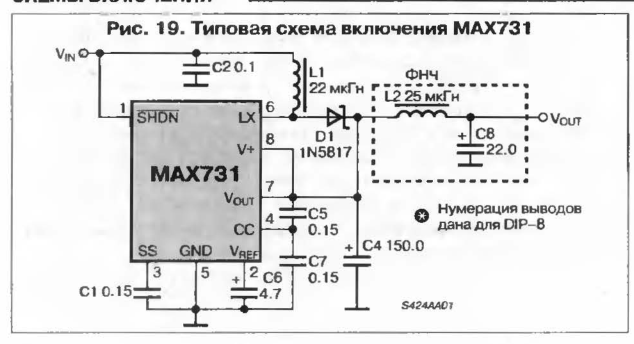


Рис. 20. Типовая схема включения MAX752

DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ 1446ПН2

Аналог
MAX734

MAXIM

Товарные знаки
фирм изготовителей

ОСОБЕННОСТИ

- Выходное напряжение .... 12 В ±5%
- Диапазон входных напряжений .... 1.9...12 В
- Коэффициент полезного действия .... 88% (typ)
- Ток нагрузки .... ≤ 175 мА

ТИПОНОМИНАЛЫ

КР1446ПН2

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа 2101.8-1

вид сверху

Назначение	Вывод	№	1446ПН2	№	Вывод	Назначение
Вход блокировки	$\overline{SHDN}$	1		8	V+	Напряжение питания
Опорное напряжение	V_{REF}	2		7	V_{OUT}	Вход следящей схемы для V_{OUT}
Конденсатор запуска	SS	3		6	LX	Выход (сток мощного MOSFET)
Конденсатор компенсации	CC	4		5	GND	Общий

S4251C01

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1446ПН2 сконструирована для построения схемы DC/DC-конвертора с выходным напряжением +12 В и гарантированным током нагрузки 120 мА. Основное назначение прибора — использование в схеме преобразователя напряжения +5 В в напряжение +12 В, предназначенного для создания напряжения программирования электрически программируемого ПЗУ (так называемой ФЛЭШ-памяти). Микросхема 1446ПН2 имеет специальный вход для непосредственного включения/выключения выходного напряжения +12 В с помощью стандартных логических сигналов.

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеют отличия от схем включения MAX734, См. стр. 89.

Прибор поставляется только по специальному заказу

2

MAXIM INTEGRATED PRODUCTS

MAX734

DC/DC-КОНВЕРТЕР ДЛЯ ПРОГРАММИРОВАНИЯ ФЛЭШ-ПАМЯТИ

ОСОБЕННОСТИ

- Выходное напряжение .... +12 В ±5 %
- Гарантируемый выходной ток .... 120 мА
- Ток потреблвния в дежурном режиме .... 70 мкА
- Типовой КПД 88%
- Минимальное входное напряжение .... 1.9 В

ПРИМЕНЕНИЯ

- Источники питания на +12 В для программирования ФЛЭШ-памяти
- Источники на +12 В для питания PCMCIA-шины
- Твердотельные "Дисководы"
- Портативные компьютеры
- Компактные источники на +12 В для питания ОУ

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема MAX734 представляет из себя повышающий импульсный преобразователь постоянного тока в постоянный ток с выходным напряжением +12 В и гарантированным током 120 мА при входном напряжении 4.75 В. Микросхема специально сконструирована для программирования ФЛЭШ-памяти. Для работы микросхемы из внешних элементов требуются только два конденсатора по 33 мкФ, один диод и катушка индуктивности на 18 мкГн. Вся схема умещается на площади меньше, чем 0.3 квадратных дюйма, если все элементы монтируются на поверхность. Прибор MAX734 также имеет управляемый логическими сигналами вход блокировки, позволяющий применять прямое управление от микропроцессора. Испытания, проводимые на разных этапах изготовления, гарантируют выходные характеристики во всем диапазоне нагрузок, входных напряжений и температур.

Микросхема обладает следующими свойствами, позволяющими экономить энергию батареи: КПД – 88 %, ток потребления в рабочем режиме — 1.1 мА и 70 мкА в дежурном режиме. При использовании микропроцессора для управления выводом блокировки рабочий ток питания может быть уменьшен до величины, меньшей, чем 500 мкА. Для запуска микросхемы необходимо входное напряжение более 1.9 В.

В приборе MAX734 используется широтно-импульсная модуляция для управления током для обеспечения высокой стабильности выходного напряжения и низкого уровня субгармоник. Фиксированная частота генератора 170 кГц облегчает фильтрацию пульсаций и позволяет использовать миниатюрные внешние конденсаторы.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	ΔT_A	Корпус
MAX734CPA	0...+70°C	DIP-8
MAX734CSA	0...+70°C	SOP-8
MAX734C/D	0...+70°C	бескорпусной
MAX734EPA	–40...+85°C	DIP-8
MAX734ESA	–40...+85°C	SOP-8
MAX734MJA	–55...+125°C	CERDIP-8

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Платмассовый корпус типа: DIP-8, SOP-8, CERDIP-8

вид сверху

Вход блокировки $\overline{SHDN}$	1	8	V+ Напряжение питания
Опорное напряжение V_{REF}	2	7	V_{OUT} Вход следящей схемы для V_{OUT}
Конденсатор запуска SS	3	6	LX Выход (сток мощного MOSFET)
Конденсатор компенсации CC	4	5	GND Общий

MAX734

S4254C01

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение на выводах:
- V+, LX .... (–0.3...+17) В
- V_{OUT} .... +25 В
- SS, CC, $\overline{SHDN}$ .... –0.3...(V+) + 0.3 В

Пиковый ток переключения (I_{LX}) .... 1.5 А

Опорный ток (I_{REF}) .... 2.5 мА

Мощность рассеивания (T_A = +70°C):
- DIP-8 (уменьшается на 9.09 мВт/°C выше +70°C) .... 727 мВт
- SOP-8 (уменьшается на 5.88 мВт/°C выше +70°C) .... 471 мВт
- CERDIP-8 (уменьшается на 8.00 мВт/°C выше +70°C) .... 640 мВт

Диапазон рабочих температур:
- MAX734C .... 0...+70°C
- MAX734E .... –40...+85°C
- MAX734MJA .... –55...+125°C

Температура кристалла:
- MAX734C/E .... +150°C
- MAX734MJA .... +175°C

Диапазон температур хранения .... –65...+160°C

Температура выводов (пайка 10 с) .... +300°C

Превышение указанных параметров может вызвать повреждение прибора. Эксплуатация при этих значениях параметров не подразумевается, а их длительное воздействие может уменьшить надежность прибора.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Все значения приведены для схемы на Рис. 1 при V+ = 5 В, I_{LOAD} = 0 мА, $T_A = T_A (min)...T_A (max)$, типовые величины при T_A = +25°С, если не указано иначе

Параметр		Условия	Значения			Единицы измерения
			не менее	типовое	не более	
Выходное напряжение	для MAX734C/E	V+ = 4.75...12 В (**Рис. 1**) 0 мА < I_{LOAD} < 120мА	11.64	12.12	12.60	В
	для MAX734M	V+ = 2...V_{OUT} В (**Рис. 2**)	11.40	12.12	12.60	В
Ток нагрузки		V+ = 4.75 В (**Рис. 1**)	120	150	—	мА
		V+ = 4.75 В (**Рис. 2**)	—	175	—	мА
		V+ = 3.5 В (**Рис. 2**)	—	110	—	мА
		V+ = 2.7 В (**Рис. 2**)	—	75	—	мА
		V+ = 2.0 В (**Рис. 2**)	—	40	—	мА
Минимальное входное пусковое напряжение		**Рис. 1.**	—	3.5	—	В
		Рис. 2.	—	1.9	—	В
Максимальное входное напряжение			—	—	V_{OUT}	В
Нестабильность по входному напряжению		V+ = 5...12 В	—	0.20	—	%/В
Нестабильность по току нагрузки		I_{LOAD} = 0...100 мА	—	0.0035	—	%/мА
КПД		V+ = 5...12 В, I_{LOAD} = 0...100 мА	—	88	—	%
Ток питания		Включая ток переключения (Прим. 1)	—	1.1	2.5	мА
		$\overline{SHDN}$ = 0, вся схема	—	70	100	мкА
		$\overline{SHDN}$ = 0, только через вход V+	—	6	—	мкА
Пороговое напряжение на входе блокировки		V_{IH} (Прим. 1)	2.0	—	—	В
		V_{IL} (Прим. 1)	—	—	0.25	В
Ток утечки на входе блокировки			—	—	1.0	мкА
Сопротивление открытого ключа		I_{LX} = 500 мА	—	0.5	—	Ом
Ток утечки закрытого ключа		V_{DS} = 12 В	—	1.0	—	мкА
Опорное напряженив			—	1.23	—	В
Дрейф опорного напряжения		$T_A = T(min)...T(max)$ (во всем рабочем диапазоне)	—	50	—	млн$^{-1}$/°С
Частота генератора			—	170	—	кГц
Импеданс вывода коррекции			—	7500	—	Ом

Примечание:
1. Ток потребления может быть уменьшен до значения меньше 500 мкА подачей импульсов на вход $\overline{SHDN}$ при работе нв небольшую нагрузку. См. "Общее опиcвние".

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Стандартная схема включения

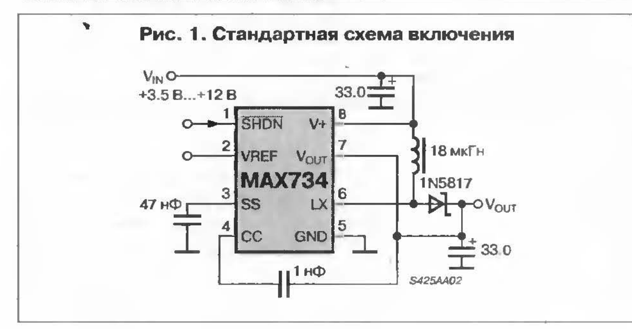


Рис. 2. Схема включения с питанием от выходного напряжения

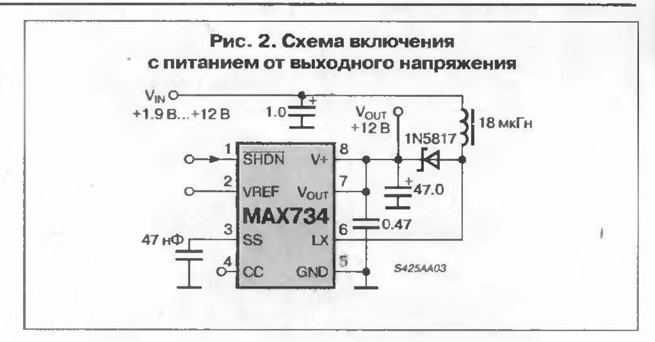
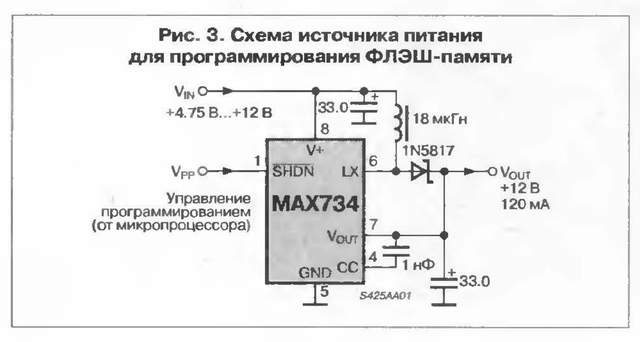


Рис. 3. Схема источника питания для программирования ФЛЭШ-памяти



DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ 1446ПН3

Аналог
MAX641

MAXIM

Товарные знаки
фирм изготовителей

ОСОБЕННОСТИ

- Регулировка выходного напряжения с помощью двух резисторов
- Фиксированное выходное напряжение .... +5 В
- Диапазон входных напряжений .... 1.9...12 В
- Коэффициент полезного действия .... 80% (typ)
- Ток нагрузки (без внешнего транзистора) .... ≤ 450 мА

ТИПОНОМИНАЛЫ

КР1446 ПН3

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа 2101.8-1

вид сверху

Назначение	Вывод	№		№	Вывод	Назначение
Вход монитора	LBI	1	1446ПН3	8	COMP	Компенсвция
Выход монитора	LBO	2		7	V_{FB}	Обратнвя связь
Земля	GND	3		6	EXT	Выход формирователя
Коммутвтор дросселя	LX	4		5	V_{OUT}	Выход

S423AC01

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1446ПН3 сконструирована для построения схемы повышающего преобразователя **постоянный ток–постоянный ток** (DC/DC-конвертер) с выходным напряжением +5 В и гарантированным током нагрузки 450 мА. Для работы с мощной нагрузкой возможно подключение внешнего транзистора. В состав микросхемы также включен монитор напряжения батареи. Микросхема 1446ПН3 допускает регулировку выходного напряжения с помощью внешнего делителя.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы MAX641, См. стр. 91.

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеют отличия от схем включения MAX641, См. стр. 92.

Прибор поставляется только по специальному заказу

MAXIM INTEGRATED PRODUCTS

MAX641/2/3

ПОВЫШАЮЩИЕ ИМПУЛЬСНЫЕ DC/DC-КОНВЕРТЕРЫ

ОСОБЕННОСТИ

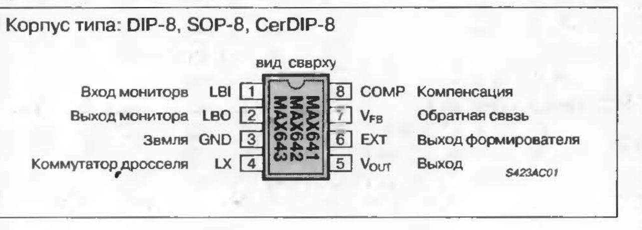
- Фиксированные выходные напряжения
  - для MAX641 .... +5 В
  - для MAX642 .... +12 В
  - для MAX643 .... +15 В
- Регулировка выходного напряжения с помощью двух резисторов
- Встроенная схема управления мощным внешним МОП-транзистором
- Типовой рабочий ток .... 135 мкА
- Типовой КПД 80%
- Выпускается в корпусах типа DIP-8 и SOP-8

ПРИМЕНЕНИЯ

- Простые DC/DC-преобразователи с высоким КПД
- Мощные источники бесперебойного питания на уровне плат
- Источники питания, использующие батареи
- Переносные приборы и устройства связи

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Корпус типа: DIP-8, SOP-8, CerDIP-8



МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Выходное напряжение, V_{OUT} .... +18 В
Выходное напряжение, LX и LBO .... +18 В
Входное напряжение:
выводы LBI, LBO, V_{FB}, COMP .... –0.3...(V_{OUT} + 0.3) В
Выходной ток через LX .... 450 мА (р-р)
Выходной ток через LBO .... 50 мА
Рассеиваемая мощность:
DIP-8 (уменьшается на 8.33 мВт/°С выше +50°С) .... 625 мВт
SOP-8 (уменьшается на 6 мВт/°С выше +50°С) .... 450 мВт
CERDIP-8 (уменьшается на 8 мВт/°С выше +50°С) .... 800 мВт
Диапазон рабочих температур:
MAX64xC .... 0...+70°С
MAX64xE .... –40...+85°С
MAX64xM .... –55...+125°С
Температура хранения .... –65...+160°С
Температура выводов (пайка 10 с) .... +300°С

Примечание:

* Превышение указанных параметров может вызвать повреждение прибора. Эксплуатация при этих значениях параметров не подразумевается, а их длительное воздействие может уменьшить надежность прибора.

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Повышающие импульсные стабилизаторы MAX641/642/643 разработаны для создания DC/DC-преобразователей с выходной мощностью от 0.005 до 10 Вт при использовании минимального количества внешних элементов.

Для маломощных применений требуются только конденсатор выходного фильтра и небольшой дешевый дроссель. Для питания мощных нагрузок необходимо использование дополнительного биполярного или МОП-транзистора. В состав микросхемы также включен монитор напряжения батареи.

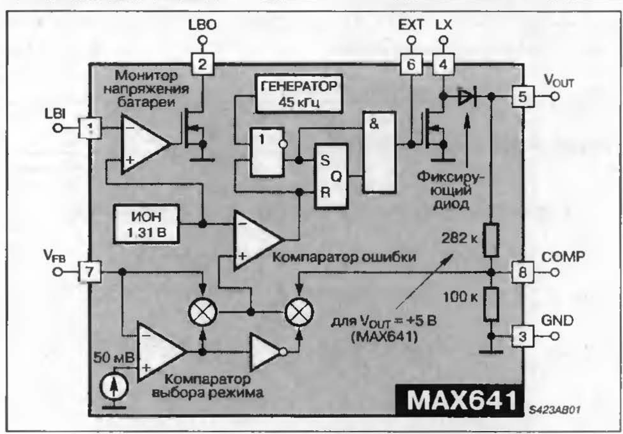
Приборы MAX641/642/643 имеют фиксированные выходные напряжения +5, +12 и +15 В, соответственно. Кроме того, выходное напряжение можно регулировать с помощью делителя из двух сопротивлений.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Температурный диапазон	Корпус	Типономинал	Температурный диапазон	Корпус
MAX641XCPA	0...70°С	DIP-8	MAX642XESA	–40...+85°С	SOP-8
MAX641XCSA	0...70°С	SOP-8	MAX642XEJA	–40...+85°С	CERDIP-8
MAX641XC/D	0...70°С	бескорпусной	MAX642XMJA	–55...+125°С	CERDIP-8
MAX641XEPA	–40...+85°С	DIP-8	MAX643XCPA	0...70°С	DIP-8
MAX641XESA	–40...+85°С	SOP-8	MAX643XCSA	0...70°С	SOP-8
MAX641XEJA	–40...+85°С	CERDIP-8	MAX643XC/D	0...70°С	бескорпусной
MAX641XMJA	–55...+125°С	CERDIP-8	MAX643XEPA	–40...+85°С	DIP-8
MAX642XCPA	0...70°С	DIP-8	MAX643XESA	–40...+85°С	SOP-8
MAX642XCSA	0...70°С	SOP-8	MAX643XEJA	–40...+85°С	CERDIP-8
MAX642XC/D	0...70°С	бескорпусной	MAX643XMJA	–55...+125°С	CERDIP-8
MAX642XEPA	–40...+85°С	DIP-8			

Примечание:
X = A с разбросом выходного напряжения 5%, X = B с разбросом выходного напряжения 10%.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



2

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

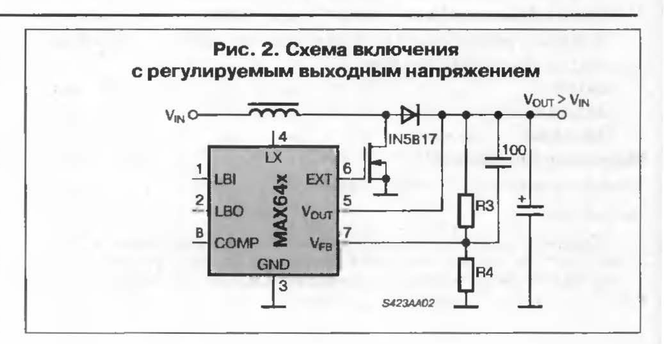
T_A = +25°C, если не указано иначе

Символ	Параметр	Условия			Значение			Единицы измерения
					не менее	типовое	не более	
$+V_{IN}$	Рабочее напряжение	Напряжение на выводе V_{OUT}, T_A в полном рабочем диапазонкв			2.0	—	16.5	В
	Запускающее напряжение	Напряжение на выводе V_{OUT}		T_A = +25°C	1.5	1.3	—	В
				T_A в полном рабочем диапазонв	1.8	—	—	В
I_S	Ток потребления	Выход LX не используется, T_A в полном рабочем диапазоне		V_{OUT} = +5 В	—	0.135	0.4	мА
				V_{OUT} = +12 В	—	0.5	2.0	мА
				V_{OUT} = +15 В	—	0.75	2.5	мА
V_{REF}	Внутреннее опорное напряжение	T_A = +25°C			1.24	1.31	1.38	В
		T_A в полном рабочвм диапазоне			1.20	—	1.42	В
V_{OUT}	Выходное напряжение	Без нагрузки, вывод V_{FB} соединен с GND, T_A в полном рабочем диапазоне	Разброс выходного напряжения 5%	MAX641A	4.75	5.0	5.25	В
				MAX642A	11.4	12.0	12.6	В
				MAX643A	14.25	15.0	15.75	В
			Разброс выходного напряжения 10%	MAX641B	4.5	5.0	5.5	В
				MAX642B	10.8	12.0	13.2	В
				MAX643B	13.5	15	16.5	В
	КПД				—	80	—	%
	Нестбильность по напряжению	$0.5 V_{OUT} < +V_{IN} < V_{OUT}$			—	0.08	—	$\%V_{OUT}$
	Нестабильность по току	$+V_S = 0.5 V_{OUT}$, P_{OUT} = 0...150 мВт			—	0.2	—	$\%V_{OUT}$
f_0	Частота гвнератора	V_{OUT} = +5 В		MAX641A	40	45	50	кГц
				MAX641B	37.5	45	56.5	кГц
		V_{OUT} = +12 В		MAX642A	45.5	50	56	кГц
				MAX642B	42	50	62.5	кГц
		V_{OUT} = +15 В		MAX643A	45.5	50	56	кГц
				MAX643B	42	50	62.5	кГц
	ТК частоты генератора				—	-60	—	Гц/°C
	Длительность рабочего цикла	MAX641, V_{OUT} = +5 В			40	50	60	%
		MAX642, V_{OUT} = +12 В			40	50	60	%
		MAX643, V_{OUT} = +15 В			40	50	60	%
	Сопротивлвние выхода EXT	V_{OUT} = +5 В, I_{OUT} = ±10 мА			—	140	—	Ом
		V_{OUT} = +15 В, I_{OUT} = ±30 мА			—	90	—	Ом
t_{ON}, t_{OFF}	Время пераключения выхода EXT	C_L = 330 пФ		V_{OUT} = +5 В	—	160	—	нс
				V_{OUT} = +15 В	—	125	—	нс
R_{ON}	Сопротивление выхода LX в открытом состоянии	I_X = 100 мА		V_{OUT} = +5 В	—	6	12	Ом
				V_{OUT} = +15 В	—	3.5	7	Ом
I_{XL}	Ток утечки через вывод LX	V_{LX} = +16 В,		T_A = 25°C	—	0.01	1.0	мкА
				T_A во всем диапазоне (C,E)	—	—	30	мкА
				T_A во всем диапазоне (M)	—	—	100	мкА
V_F	Прямое падение напряжения на диоде	I_F = 100 мА			—	—	1.0	В
I_{FB}	Входной ток чераз вывод V_{FB}				—	0.01	10	нА
V_{LBI}	Пороговое напряжение на входе LBI монитора батараи				—	1.31	—	В
I_{LBI}	Входной ток монитора батареи				—	0.01	10	нА
I_{LBO}	Выходной ток монитора батареи	V_{LBO} = +0.4 В, V_{LBI} = +1.1 В		T_A = +25°C	—	1.0	—	мА
				T_A во всем диапвзоне	0.5	—	—	мА
I_{LBOL}	Ток утечки на выходе монитора батараи	V_{LBO} = +16.5 В, V_{LBI} = +1.4 В			—	0.01	3.0	мкА

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Схема включвния с преобразованием +3 В на входе к +5 В на выходе

Рис. 2. Схема включения с регулируемым выходным напряжением



ОПИСАНИЕ ВЫВОДОВ

Символ	Номер вывода	Функция
LBI	1	Вход монитора батареи. Когда напряжение на выводе меньше порогового (+1.31 В), на выходе LBO монитора образуется вытекающий ток
LBO	2	Выход монитора батареи. Открытый сток *n*-канального МОП-транзистора, формирующий вытекающий ток, когда V_{LBI} < +1.31 В
GND	3	Земля
LX	4	В маломощных применениях вывод LX используется для управления внешним дросселем с помощью внутреннего мощного *n*-канального МОП-транзистора. Выход LX имеет типовое выходное сопротивление 6 Ом и номинальный пиковый ток 450 мА
V_{OUT}	5	Регулируемый выход DC/DC-преобразователя при использовании внутреннего МОП-транзистора и фиксирующего диода. При использовании внешнего диода этот вывод служит для подачи напряжения питания и обычно соединяется с катодом внешнего диода
EXT	6	Выход схемы управления внешним мощным биполярным или МОП-транзистором. Напряжение на выводе EXT изменяется от 0 до V_{OUT}, а полное сопротивление сток-исток составляет приблизительно 100 Ом. НИЗКИЙ уровень на выводе EXT соответствует открытому состоянию на выводе LX, а ВЫСОКИЙ уровень — закрытому
V_{FB}	7	Выходнов напряжение имеет фиксированную величину, когда вывод V_{FB} соединен с землей. Этот вывод используется как вход обратной связи от внешнего делителя для регулировки выходного напряжения
COMP	8	Вход COMP соединен с внутренним делителем напряжения, который используется для установки фиксированного выходного напряжения. В некоторых ситуациях конденсатор компенсации опережения (величиной 100 пФ...10 нФ), включенный между выводами V_{OUT} и COMP, уменьшает низкочастотную пульсацию и улучшает переходную характеристику. При использовании внешнего делителя напряжения на выводе V_{FB} вывод COMP надо заземлить

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 3. Зависимость тока от выходного напряжения

Рис. 4. Зависимость выходного тока через вывод LX от напряжения на нем

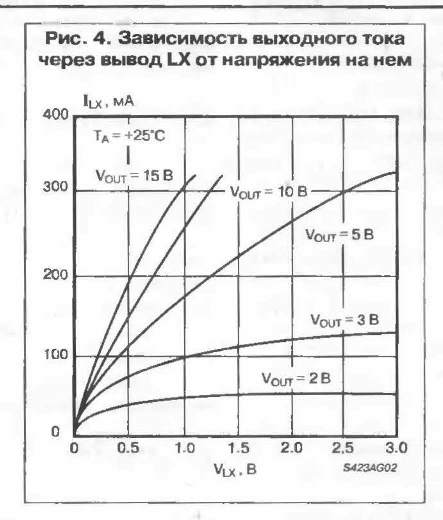
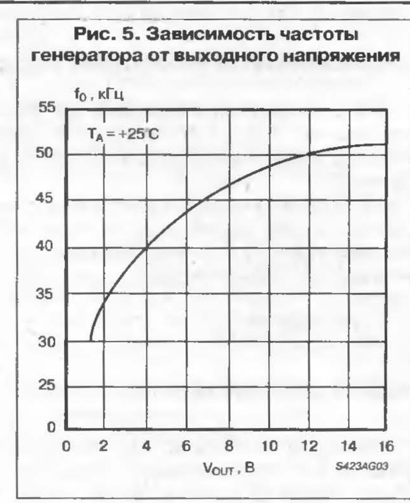


Рис. 5. Зависимость частоты генератора от выходного напряжения



2

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

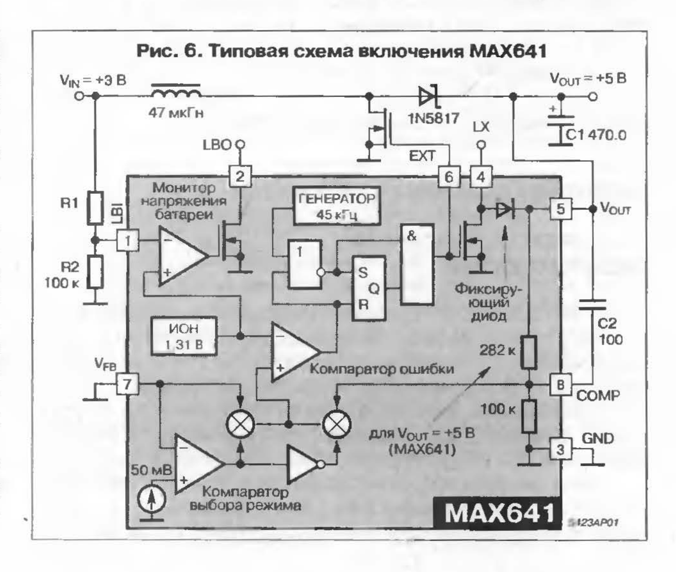
БАЗИСНОЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ

Работу микросхем MAX64x лучше всего понять, рассматривая контур стабилизации на **Рис. 6.** Когда напряжение на выходе падает ниже заданной величины, компаратор ошибки переключается на ВЫСОКИЙ уровень, подключая внутренний генератор с частотой 45 кГц к затвору внутреннего МОП-транзистора и к выходу EXT. Вывод EXT обычно соединяется с затвором внешнего мощного *n*-канального МОП-транзистора. При этом МОП-транзистор включается и выключается с частотой внутреннего генератора.

ВЫСОКИЙ уровень на выходе EXT переводит МОП-транзистор в открытое состояние. При этом ток через дроссель линейно увеличивается, запасая в нем энергию. Когда НИЗКИЙ уровень на выходе EXT закрывает МОП-транзистор, магнитное поле дросселя постепенно исчезает, а напряжение на нем изменяет полярность. Это напряжение открывает фиксирующий диод, и ток поступает в нагрузку. Когда выходное напряжение достигает заданного уровня, компаратор ошибки отключает генератор от вывода EXT, пока нагрузка не разрядит выходной конденсатор фильтра до величины меньше заданного уровня.

При маломощных нагрузках (до 250 мВт) прибор MAX641x может работать без внешнего ключа, в этом случае вывод LX используется для подключения дросселя, а из внешних компонентов требуются только внешний конденсатор и дроссель.

Рис. 6. Типовая схема включения MAX641



РАБОТА С ПИТАНИЕМ ОТ ВЫХОДА

Микросхемы MAX641x не имеют вывода V_{IN}. Напряжение для запуска подается через внешний дроссель (и диод, если он используется) к выводу V_{OUT}. После запуска преобразователь продолжает питаться от своего собственного выходного напряжения. Токой способ обеспечивает максимальный диапазон управления затвором МОП-транзистора и, следовательно, минимальное сопротивление в открытом состоянии. Это также позволяет преобразователю запускаться при более низких входных напряжениях.

ЕСЛИ V_{IN} БОЛЬШЕ, ЧЕМ V_{OUT}

Если напряжение на входе стабилизатора превышает заданный уровень на величину, большую, чем одно прямое падение напряжения на диоде, выводы EXT и LX будут отключены и выходное напряжение перестанет регулироваться. При этом ток в нагрузку будет течь непосредственно через фиксирующий диод. До тех пор, пока входное напряжение будет на 0.6 В больше заданного выходного уровня, напряжение на выходе будет равно входному.

ФИКСИРОВАННЫЙ ИЛИ РЕГУЛИРУЕМЫЙ ВЫХОД

Для использования микросхемы при фиксированном выходном напряжении (+5 В для MAX641, +12 В для MAX642 и +15 В для MAX643), вывод V_{FB} соединяется с GND, и не требуется внешний делитель.

Для получения выходных напряжений, отличных от фиксированных, необходимо использовать внешний делитель напряжения для подачи сигнала ОС на вход V_{FB}, как показано на **Рис. 2.** Значения R3 и R4 рассчитываются следующим образом:

$$R3 = R4\frac{V_{OUT}}{1.31\ [В]} - 1.$$

МОНИТОР НАПРЯЖЕНИЯ БАТАРЕИ

Монитор напряжения батареи сравнивает напряжение на своем входе (вывод LBI) с напряжением внутреннего ИОН (+1.31 В). На выходе монитора напряжения батареи (вывод LBO) устанавливается НИЗКИЙ уровень всякий раз, когда напряжение на выводе LBI падает ниже +1.31 В. Порог срабатывания монитора напряжения батареи устанавливается резисторами R1 и R2 (см. **Рис. 6.**). Сопротивление R2 выбирается любым в диапазоне от 10 кОм до 10 МОм, обычно 100 кОм, а значение R1 рассчитывается по формуле:

$$R1 = R2\frac{V_{LB}}{1.31\ [В]} - 1,$$

где V_{LB} — заданное напряжение разряда батареи.

КАК ВЫБРАТЬ ВЕЛИЧИНУ ИНДУКТИВНОСТИ

ОБЩИЕ РАССУЖДЕНИЯ

Работа описываемых преобразователей основана на накоплении энергии в катушке индуктивности (дросселе) от постоянного входного напряжения с последующим ее разрядом в нагрузку с целью получить выходное напряжение, превышающее входное.

Необходимое значение индуктивности определяется тремя условиями: требуемой выходной мощностью, величиной входного напряжения (или диапазоном его изменения), а также частотой и длительностью рабочего цикла генератора. Временные параметры генератора имеют важную роль: они определяют, как долго дроссель будет заряжаться в течение каждого цикла, и, наряду с величиной входного напряжения, определяют, сколько энергии будет запасено в катушке.

Дроссель должен удовлетворять четырем критериям:

1. Величина индуктивности должна быть достаточно низкой, чтобы успевать запасать необходимое количество энергии даже при малых входных напряжениях, и должна быть достаточно большой для предотвращения больших разрушающих токов при максимальном рабочем цикле и высоком входном напряжении.
2. Дроссель не должен входить в насыщение даже при максимальном значении рабочего тока.
3. Электромагнитные помехи от дросселя не должны влиять на работу преобразователя и близлежащих схем. Исходя из этих соображений для цифровых схем рекомендуется применять ферритовые стержни, а для чувствительных к помехам аналоговых схем – тороидальные и броневые сердечники.
4. Сопротивление обмотки постоянному току должно быть достаточно низким, чтобы не влиять на КПД и исключить самонагрев. Величина сопротивления меньше 0.5 Ом обычно вполне достаточна.

Другие параметры катушки индуктивности, такие как потери в сердечнике или резонансная частота, не имеют значения для частот, на которых работают MAX641x.

ЕСЛИ ИНДУКТИВНОСТЬ СЛИШКОМ ВЕЛИКА

Проблема, наиболее часто возникающая на стадии производства или разработки, заключается в слишком большой величине индуктивности. В этом случае в нагрузку не поставляется достаточное количество тока, что приводит к ухудшению стабилизации. Наихудшая ситуация возникает в следующих случаях:

- максимальный ток нагрузки
- минимальное напряжение питания
- максимальная величина индуктивности, включая допуск
- максимальное сопротивлении открытого ключа, так как это уменьшает напряжение, прикладываемое к катушке индуктивности.

ЕСЛИ ИНДУКТИВНОСТЬ СЛИШКОМ МАЛА

Величина индуктивности должна быть достаточно высокой, чтобы пиковые токи не повредили транзистор и не вызывали насыщение сердечника катушки индуктивности. Большие токи также приводят к ухудшению КПД, использованию больших радиаторов, появлению писка в катушке и увеличению выходных пульсаций. Очень низкие величины индуктивности могут привести к выходу из строя мощных транзисторов.

Крутизна нарастания тока в катушке индуктивности, а, следовательно, и пиковое значение, которого он достигает за время активной фазы рабочего цикла, определяется напряжением питания и величиной индуктивности. Наихудшая ситуация возникает в следующих случаях:

- максимальное напряжение питания
- минимальная величина индуктивности, включая допуск
- минимальное значение сопротивления ключа в открытом состоянии
- низкая частота переключений (или максимальное время включенного состояния).

ВЫБОР ИНДУКТИВНОСТИ

Уравнения для расчета индуктивности, приведенные ниже, должны быть вычислены для обоих наихудших ситуаций, описанных выше. Конечное значение выбирается между минимальной и максимальной расчитанными величинами. Большее значение повышает нагрузочную способность, меньшее — уменьшает пульсации на выходе.

$$I_{PEAK} = \frac{V_{OUT} + V_{DIODE} - V_{IN}}{0.25\,(V_{IN} - V_{SW})}\,(I_{OUT}), \quad (1)$$

$$L = \frac{V_{IN} - V_{SW}}{I_{PEAK}}\,(t_{ON}), \quad (2)$$

где V_{SW} — падение напряжения на открытом ключе. По самым скромным подсчетам, для наихудшего случая это падение равно 0.75 В (max), 0.25 В (min) при V_{IN} = +15 В и 1.5 В (max), 0.5 В (min) при V_{IN} = +5 В.

Пример: V_{IN} = +5 В ±10%, V_{OUT} = 15 В при токе 15 мА. Используются диод Шоттки (1N5817) и MAX643B.

Вычисляем максимальную разрешенную величину индуктивности:

$$I_{PEAK} = (15\text{ В} + 0.4\text{ В} - 4.5\text{ В})\,15\text{ мА}/0.25\,(4.5\text{ В} - 0.75\text{ В}) = 174\text{ мА},$$

$$L = \frac{4.5 - 0.75}{174\text{ мА}}\,8\text{ мкс} = 172\text{ мкГн}.$$

Вычисляем минимальную разрешенную величину индуктивности: I_{PEAK} = 450 мА (из раздела "Максимальные значения параметров и режимов"; для внешнего МОП-транзистора берется максимальное значение тока через него).

$$L = \frac{5.5 - 0.25}{450\text{ мА}}\,12\text{ мкс} = 140\text{ мкГн}.$$

Величина 160 мкГн будет хорошим выбором для этого случая. Приборы с суффиксом "A" с более низкой погрешностью частоты генератора позволяют иметь больший выходной ток в данном применении.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

ВНЕШНИЙ МОП-ТРАНЗИСТОР

Для упраалення током через дроссель при мощных нагрузках можно использовать внешний МОП или обычный биполярный транзистор. Паспортное значение максимального тока должно соответствовать пиковому току через дроссель. Единственное ограничение для внешнего ключа состоит в том, чтобы вывод EXT был способен управлять емкостью его затвора (или базы) на тактовой частоте (45 кГц). Для увеличения диапазона рабочего напряжения MAX64x также может использоваться внешний формирователь.

Таблица 2 содержит список некоторых МОП-транзисторов и их изготовителей. МОП-транзисторы, включаемые логическим уровнем, должны использоваться при напряжении питания меньше +5 В. На **Рис. 8** и **Рис. 9** изображены схемы, использующие внешние МОП-транзисторы.

КОНДЕНСАТОР ВЫХОДНОГО ФИЛЬТРА

Пульсации на выходе MAX641x имеют две составляющие, сдвинутые по фазе на 90°. Одна составляющая вызвана изменением заряда на конденсаторе фильтра в течении каждого импульса на выводе LX. Другая является произведением тока разряда и заряда конденсатора на эквивалентное последовательное сопротивление (ESR). При использовании дешевых алюминиевых электролитических конденсаторов составляющая пульсаций, обусловленная наличием ESR, часто превышает составляющую, вызванную изменением заряда. Следовательно, для минимизации выходной пульсации необходимо использовать высококачественные алюминиевые или танталовые конденсаторы, даже если они меньшей емкости. Наиболее оптимальным будет использование высококачественного алюминиевого электролитического конденсатора на 100...500 мкФ параллельно с керамическим конденсатором 0.1 мкФ.

ДИОДЫ

Вместе с внешним мощным МОП-транзистором может использоваться внутренний диод, если максимальный ток через диод не превышает номинальной величины (450 мА) и позволяет мощность, рассеиваемая корпусом. Для более мощных нагрузок используется внешний диод Шоттки типа 1N5817 (1 А) или 1N5821 (3 А), включаемый между выводами LX и V_{OUT} параллельно с внутренним диодом. Выпрямительные диоды типа 1N4001 и ему подобные, несмотря на большие значения номинального тока, не рекомендуется использовать из-за большого времени включения, что приводит к увеличению потерь и ухудшению КПД.

ШУНТИРОВАНИЕ И КОМПЕНСАЦИЯ

Большие токи, возникающие в дросселе, вызывают протекание большого тока через земляной вывод микросхемы. Чтобы избежать возникновения нежелательной обратной связи, полное сопротивление контура заземления должно быть как можно меньше, и к выводу V_{OUT} должен быть подключен шунтирующий конденсатор (величиной 10 мкФ), независимо от наличия конденсаторов большой емкости в других местах схемы.

При использовании больших сопротивлений (> 50 кОм) в делителе напряжения для ОС (R3 и R4 на **Рис. 2.**) наличие паразитной емкости на входе V_{FB} может приводить к "запаздыванию" сигнала обратной связи, срывая стабилизацию и вызывая броски в выходных импульсах. Для предотвращения этого необходимо минимизировать длину вывода V_{FB} и размер проводника печатной платы в точке V_{FB}. Нормальной работы с равномерно распределенными импульсами можно также добиться, подключая параллельно R3 компенсирующий "опережающий" конденсатор емкостью от 100 пФ до 10 нФ.

Вход COMP дает возможность подключать "опережающий" конденсатор к внутреннему делителю напряжения при работе в режиме фиксированного выходного напряжения, который включается выводами V_{OUT} и COMP.

НАСЫЩЕНИЕ ДРОССЕЛЯ

Очень важно, чтобы сердечник дросселя не насыщался, особенно при мощных нагрузках, так как это ведет к появлению очень больших уровней тока через внешний импульсный транзистор, вызывая увеличение рассеиваемой мощности, ухудшению КПД и возможный выход из строя как дросселя, так и внешнего транзистора.

Поэтому необходимо убедиться в отсутствии насыщения, измеряя ток через дроссель с помощью токового пробника при максимальной нагрузке и максимальном входном напряжении. Нормальная форма тока через дроссель имеет вид линейного пилообразного сигнала. Насыщение вызывает нелинейные выбросы тока.

Чтобы ток через МОП-транзистор не превысил номинвльный, необходимо, чтобы величина индуктивности, включая допуски изготовителя, всегда была больше значения, полученного из соответствующей формулы или указанного в Таблице 1. Кроме того, чтобы сердечник катушки не входил в насыщение, номинальный ток катушки должен быть больше, чем пиковое значение тока *I (p-p)*. Омическое сопротивление дросселя оказывает значительное влияние на выходной ток. Чтобы увеличить выходной ток и получить полный КПД, дроссель должен иметь сопротивление порядка нескольких десятков Ом.

ВЕЛИЧИНЫ ИНДУКТИВНОСТИ

Величины индуктивности для часто встречаемых источников питания перечислены в **Табл. 1**. Данные в этой таблице относятся к схеме на **Рис. 9**.

Табл. 1. Величины индуктивности для часто встречающихся источников питания (см. Рис. 9)

Типономинал	V_{IN}	V_{OUT}	I_{OUT}	КПД	I_{PEAK}	Параметры индуктивности	
	[В]	[В]	[мА]	[%]	[А]	[мкГн]	[Ом]
MAX641	3	5	200	83	1.3	100	0.01
	3	5	300	80	2.0	47	0.05
MAX642	5	12	200	91	1.2	39	0.05
	5	12	350	89	2	18	0.03
	5	12	550	87	3.5	12	0.01
MAX643	5	15	100	92	1.2	39	0.05
	5	15	150	89	1.5	27	0.04
	5	15	225	89	2	18	0.03
	5	15	325	85	3.5	12	0.01

Табл. 2. Некоторые n-канальные мощные МОП-транзисторы

Типономинал	Корпус	R_{ON} при I_{DS}	V (max)	Производитель
IRFD121	DIP-4	0.3 Ом (1.3 А, 10 В)	60 В	H/IR
BUZ71A	TO-220	1.2 Ом (6 А, 10 В)	50 В	MOT/SI/SM
BUZ21	TO-220	0.1 Ом (9 А, 10 В)	100 В	MOT/SI/SM
IRF513	TO-220	0.8 Ом (2 А, 10 В)	100 В	H/IR/MOT/SI
IRF530	TO-220	0.18 Ом (8 А, 10 В)	100 В	H/IR/MOT/SI
IRF540	TO-220	0.085 Ом (8 А, 10 В)	100 В	H/IR/MOT/SI
IRF620	TO-220	0.8 Ом (2.5 А, 10 В)	200 В	H/IR/MOT/SI
IRF640	TO-220	0.18 Ом (10 А, 10 В)	200 В	H/IR/MOT/SI
RFP25N06L	TO-220	0.085 Ом (12.5 А, 5 В)	50 В	H
RFP12N10L	TO-220	0.20 Ом (6 А, 5 В)	100 В	H
RFP15N06L	TO-220	0.14 Ом (7.5 А, 5 В)	50 В	H
IRL540	TO-220AB	0.11 Ом (24 А, 4 В)	100 В	IR
IRL734	TO-220AB	0.3 Ом (7.8 А, 4 В)	60 В	IR
IRZ14	TO-220AB	0.07 Ом (235 А, 4 В)	60 В	IR
MTM25N05L	TO-220AB	0.1 Ом (12.5 А, 5 В)	50 В	MOT
MTM15N05L	TO-220AB	0.15 Ом (7.5 А, 5 В)	50 В	MOT
MTM12N010L	TO-220AB	0.18 Ом (6 А, 5 В)	100 В	MOT

Код производителя: H = Harris, IR = International Rectifier, MOT= Motorola, SM = Siemens, SI = Siliconix.

ТИПОВЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ

ОСНОВНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ДЛЯ МОЩНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

На **Рис. 9** представлена стандартная схема повышающего DC/DC-преобразователя для фиксированного выходного напряжения. Выходная мощность определена номинальными токами внешнего МОП-транзистора и катушки индуктивности, а также емкостью затвора МОП-транзистора, влияющей на время переключения выхода EXT. Типовые времена переключения даны в таблице "Электрические характеристики".

МАЛОМОЩНЫЕ ПОВЫШАЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

При небольших нагрузках вместо внешнего МОП-транзистора и диода может использоваться внутренний МОП-транзистор и диод, как показано на **Рис. 7**. Указанная схема может питать нагрузку мощностью до 250 мВт. См. **Табл. 3** для правильного выбора дросселя.

Диапазон выходного напряжения для MAX64x может быть расширен (см схему на **Рис. 8**). Если внешний транзистор имеет достаточное номинальное рабочее напряжение, величина выходного напряжения устанавливается внешним делителем, подключенным ко входу V_{FB}, а к выводу V_{OUT} подводится входное напряжение.

Табл. 3. Параметры дросселя для источников питания общего назначения

V_{IN}	V_{OUT}	I_{OUT}	EFF	Параметры дросселя	
[В]	[В]	[мА]	[%]	[мкГн]	[Ом]
2	5	5	78	470	0.4
2	5	10	74	250	0.44
2	5	15	61	100	0.25
3	5	25	82	470	0.4
3	5	40	75	220	0.55
3	12	5	79	330	0.35
3	12	10	79	180	0.48
5	12	12	88	470	0.4
5	12	25	87	330	0.35
3	15	5	73	220	0.55
3	15	8	71	150	0.43
5	15	10	85	470	0.4
5	15	15	85	330	0.35
8	15	35	90	500	0.56

Рис. 7. Маломощный повышающий преобразователь с фиксированным выходом, использующий вывод LX

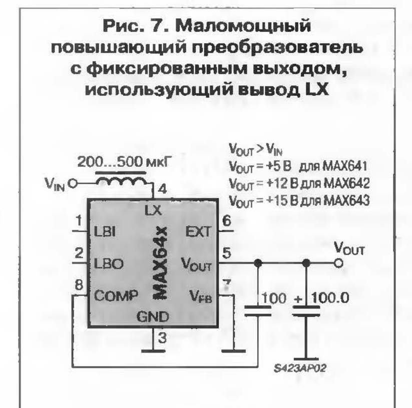


Рис. 8. Высоковольтный повышающий преобразоатель

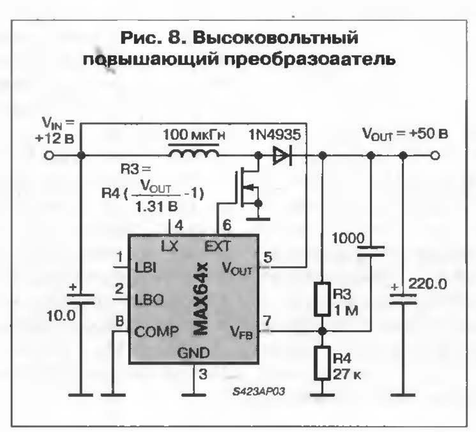
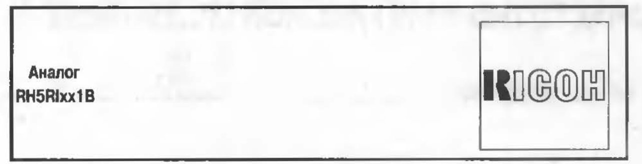
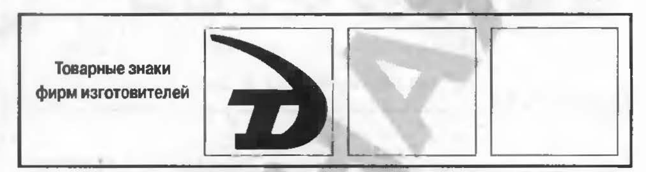


Рис. 9. Повышающий преобразоатель с большим выходным током (См. Табл. 1)

ПОВЫШАЮЩИЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ 1446ПН21/22/23





ОСОБЕННОСТИ

- Для построения повышающего преобразователя требуются дроссель, диод и конденсатор
- Входной ток .... 4 мкА (typ)
- Выходное напряжение:
  - 1446ПН21 .... 3 В
  - 1446ПН22 .... 2.7 В
  - 1446ПН23 .... 2.5 В
- Разброс выходного напряжения .... ±2.5%
- Низкий выходной шум
- Низкое напряжение запуска .... 0.9 В (max)
- Высокий КПД .... 80 % (typ)
- Низкий температурный коэффициент выходного напряжения
- Бескорпусное исполнение

ПРИМЕНЕНИЕ

- Источники питания для оборудования с батарейным питанием

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы семейства 1446ПН2х изготовлены по КМОП-технологии и представляют собой повышающие преобразователи постоянного напряжения с очень низким током потребления и выходным напряжением 2.5, 2.7 и 3.0 В.

Микросхемы состоят из генератора, схемы управления с частотно-импульсной модуляцией, выходного ключевого транзистора, источника опорного напряжения, усилителя ошибки, резистивного делителя в цепи обратной связи и схемы защиты. Микросхема включает также схему блокировки, которая позволяет перевести схему в дежурный режим с током потребления не более 0.5 мкА.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выходное напряжение, В	Корпус
КБ1446ПН21-4	3	пластина
КБ1446ПН21-5	3	кристалл
КБ1446ПН22-4	2.7	пластина
КБ1446ПН22-5	2.7	кристалл
КБ1446ПН23-4	2.5	пластина
КБ1446ПН23-5	2.5	кристалл

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы RH5RIxx5B — см. стр. 98.

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеет отличий от схемы включения RH5RIxx5B — см. стр. 100

Прибор поставляется только по специальному заказу

RICOH

RH5RIxx1B/2B/3B

ПОВЫШАЮЩИЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

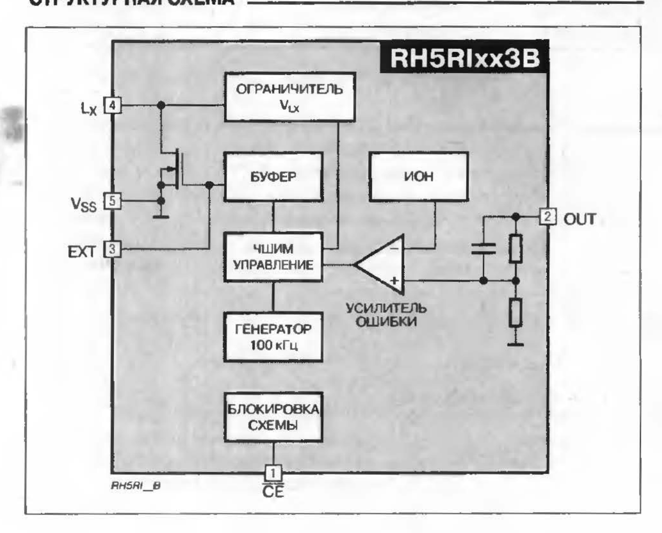
ОСОБЕННОСТИ

- Небольшое число внешних компонентов: дроссель, диод и конденсатор (RH5RIxx5B)
- Сверхнизкий входной ток,
  RH5RI301B/303B в отсутствие нагрузки, 1.5 В на входе .... 4 мкА (typ)
- Высокая точность выходного напряжения ....±2.5%
- Низкие пульсации и выходной шум
- Низкое напряжение запуска (при выходном токе 1 мА)............. 0.9 В (max)
- Высокая производительность .... 80 % (typ)
- Низкий температурный коэффициент выходного напряжения ...... ±50 ppm/°C
- Миниатюрный корпус
  RH5RIxx1B, RH5RIxx2B SOT-89
  RH5RIxx3B.. SOT89-5

ПРИМЕНЕНИЕ

- Источники питания для оборудования с батарейным питанием
- Источники питания для камер, камкодеров, видеомагнитофонов, электронных органайзеров, переносного коммуникационного оборудования
- Источники питания для применений, требующих более высокого напряжения питания, чем обеспечивают батареи

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы семейства RH5RIxx1B/2B/3B представляют собой повышающие преобразователи постоянного тока с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ), изготовлены по КМОП-технологии и отличаются очень низким током потребления.

Приборы RH5RIxx1B включают генератор, ЧИМ-схему управления, выходной транзистор (ключ Lx), ИОН, усилитель ошибки, токочувствительные резисторы, схему защиты ключа Lx. Высоко эффективный повышающий DC/DC-преобразователь с низкими пульсациями может быть построен на микросхеме RH5RIxx5B с использованием только трёх внешних компонентов: дросселя, диода и конденсатора.

Схема RH5RIxx2B использует тот же кристалл, что и RH5RIxx1B, и вместо вывода Lx имеет вывод EXT для подключения внешнего мощного ключевого транзистора с низким напряжением насыщения. Микросхема RH5RIxx2B может быть рекомендована для применений с выходным током от нескольких десятков до нескольких сотен миллиампер.

Прибор RH5RIxx3B включает также схему блокировки, которая позволяет перевести схему в дежурный режим с током потребления 0.5 мкА (max).

Семейство преобразователей RH5RIxx1B/2B/3B предназначено для использования в источниках питания оборудования с батарейным питанием, имеющего низкий и сверхнизкий ток потребления.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Например: RH5RI502B-T1.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOT-89-3

RH5RIxx1B: 3 L_X, 2 OUT, 1 V_{SS}

RH5RIxx2B: 3 EXT, 2 OUT, 1 V_{SS}

Пластмассовый корпус типа SOT-89-5

RH5RIxx3B: L_X 4, V_{SS} 5, 3 EXT, 2 OUT, 1 $\overline{CE}$

Вывод			Символ	Описание
xx1B	xx2B	xx3B		
1	1	5	V_{SS}	Земля
2	2	2	OUT	Выход, напряжение питания для самого прибора
3	—	4	Lx	Ключевой вывод (открытый сток n-канального транзистора)
—	3	3	EXT	Драйвер внешнего транзистора (КМОП-выход)
—	—	1	$\overline{CE}$	Вывод блокировки схемы (активный НИЗКИЙ)

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Параметр	Символ	Значение	Единица измерения	Примечание
Напряжение на выходе	VOUT	12	В	
Напряжение на выводе Lx	V_{LX}	12	В	1
Напряжение на выводе EXT	V_{EXT}	$-0.3...V_{OUT}+0.3$	В	2
Напряжение на выводе $\overline{CE}$	V_{CE}	$-0.3...V_{OUT}+0.3$	В	3
Ток вывода Lx	I_{LX}	250	мА	1
Ток вывода EXT	I_{EXT}	±50	мА	2
Рассеиваемая мощность	P_D	500	мВт	
Диапазон рабочих температур	T_A	–30...+80	°C	
Диапазон температур хранения	T_{STG}	–40...+125	°C	
Температура пайки (10 с)	T_{SOLDER}	260	°C	

Примечания:
1. Применимо к RH1RIxx5B и RH5RIxx3B;
2. Применимо к RH5RIxx2B и RH5RIxx3B;
3. Применимо к RH5RIxx3B.

Максимальные значения параметров и режимов не должны превышаться ни при каких условиях. Более того, не допускается одновременное достижение предельных значений двух параметров. Работа при значениях параметров, превышающих указанные в таблице, может вызвать необратимые ухудшения в работе прибора.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При $T_A = +25°C$; $V_{IN} = 2$ В; $V_{SS} = 0$ В; $I_{OUT} = 10$ мА, схема включения на Рис. 1.

Параметр	Символ	Условия	Значение			Единица измерения
			не менее	типовое	не более	
Выходное напряжение	V_{OUT}	*)	2.925	3.000	3.075	В
Входное напряжение	V_{IN}	—	—	—	8	В
Напряжение запуска	V_{START}	$I_{OUT}=1$ мА, V_{IN}: 0 ↗ 2 В	—	0.8	0.9	В
Напряжение удержания	V_{HOLD}	$I_{OUT}=1$ мА, V_{IN}: 2 ↘ 0 В	0.7	—	—	В
Входной ток 1	I_{IN1}	На входе V_{IN} в отсутствие нагрузки	—	4	8	мкА
Входной ток 2	I_{IN2}	На входе V_{IN} при $V_{IN}=3.5$ В	—	2	5	мкА
Ток переключения Lx	I_{LX}	$V_{LX}=0.4$ В	60	—	—	мА
Ток утечки Lx	I_{LXLEAK}	$V_{LX}=6$ В; $V_{IN}=5.5$ В	—	—	0.5	мкА
Максимальная частота генератора	f_{OSC}	—	60	100	120	кГц
Рабочий цикл	DTY_{MAX}	на стороне V_{LX} "L"	65	75	85	%
КПД	η	—	70	80	—	%
Пороговое напряжение V_{LX}	V_{LXLIM}	Ключ Lx открыт *)	0.65	0.8	1.0	В

Примечание

* — после включения ключа Lx ток I_{LX} постепенно увеличивается, V_{LX} также увеличивается; после того, как V_{LX} достигает порога $V_{LX\,LIM}$, схема защиты (через время порядка 3 мкс) выключает ключ Lx.

ОПИСАНИЕ ПОВЫШАЮЩЕГО DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Повышающий DC/DC-преобразователь накапливает энергию в дросселе при открытом ключе Lx (LxTr) и во время закрытого ключа отдаёт избыток энергии (по отношению к входному источнику питания) на выход, таким образом достигается повышение напряжения.

Работа схемы поясняется следующими рисунками:

Рис. 1. Основная схема

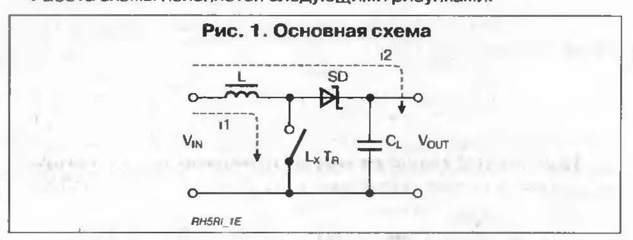


Рис. 2. Временная диаграмма тока через L

Стадия 1:

Включается LxTr, и начинает протекать ток I_L (= $i1$), энергия запасается в L. Ток через дроссель за время включённого состояния ключа увеличивается от $I_{L\,MIN}$ до $I_{L\,MAX}$.

Стадия 2:

Когда LxTr заперт, ток протекает через диод Шоттки (SD), при этом $I_L = i2$.

Стадия 3:

I_L (= $i2$) постепенно уменьшается и через время t_{OPEN} достигает значения $I_{L\,MIN}$ (= 0), диод SD закрывается.

При ЧИМ-управлении стабилизация выходного напряжения достигается постоянным изменением частоты генерации (f_{OSC}), тогда как время включённого состояния t_{ON} остаётся постоянным.

На приведённой выше диаграмме максимальное $I_{L\,MAX}$ и минимальное $I_{L\,MIN}$ значения тока через дроссель одинаковы для временных интервалов t_{ON} и t_{OFF}.

Разница ΔI между $I_{L\,MAX}$ и $I_{L\,MIN}$:

$$\Delta I = I_{L\,MAX} - I_{L\,MIN} = \frac{V_{IN} \times t_{ON}}{L} = (V_{OUT} - V_{IN}) \times \frac{t_{OPEN}}{L}, \quad (1)$$

где

$$T = \frac{1}{f_{OSC}} = t_{ON} + t_{OFF}$$

$$Duty(\%) = \frac{t_{ON}}{T} \times 100 = t_{ON} \times f_{OSC} \times 100$$

$$t_{OPEN} \leq t_{OFF}.$$

В уравнении (1) $\frac{V_{IN} \times t_{ON}}{L}$ и $(V_{OUT} - V_{IN}) \times \frac{t_{OPEN}}{L}$ представляют собой изменения тока при открытом и закрытом ключе, соответственно.

При ЧИМ-управлении $t_{OPEN} < t_{OFF}$, энергия, запасённая в дросселе за время t_{ON}, полностью расходуется за время t_{OFF}, так что $I_{L\,MIN}$ становится равным нулю.

ВЫБОР ПЕРИФЕРИЙНЫХ КОМПОНЕНТОВ

При включённом LxTr энергия P_{ON}, накопленная в дросселе определяется уравнением (2):

$$P_{ON} = \int_0^{t_{ON}} (V_{IN} \times I_L(t))dt = \int_0^{t_{ON}} (V_{IN}^2 \times \frac{t}{L})dt = \frac{V^2_{IN} \times t^2_{ON}}{2L} \qquad (2)$$

В случае повышающего DC/DC-преобразователя энергия от входного источника питания отбирается также и во время закрытого ключа.

$$P_{OFF} = \int_0^{t_{OPEN}} (V_{IN} \times I_L(t))dt = \int_0^{t_{OPEN}} \left(V_{IN} \times \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \times t}{L}\right)dt =$$

$$= V_{IN} \times (V_{OUT} - V_{IN}) \times \frac{t^2_{OPEN}}{2L}.$$

Здесь $t_{OPEN} = \frac{V_{IN} \times t_{ON}}{V_{OUT} - V_{IN}}$ из уравнения (1), после этой подстановки:

$$P_{OFF} = \frac{V^3_{IN} \times t^2_{ON}}{2L(V_{OUT} - V_{IN})} \qquad (3)$$

Входная мощность P_{IN} определяется выражением:

$$P_{IN} = \frac{(P_{ON} + P_{OFF})}{T} = V_{OUT} \times I_{OUT} = P_{OUT} \qquad (4)$$

Уравнение для I_{OUT} может быть получено из уравнения (4) подстановкой в него уравнений (2) и (3):

$$I_{OUT} = V^2_{IN} \times t^2_{ON}/(2L \times T(V_{OUT} - V_{IN})=$$

$$= V^2_{IN} \times DTY^2_{MAX}/(20000 \times f_{OSC} \times L \times (V_{OUT} - V_{IN})) \qquad (5)$$

Пиковый ток, текущий через L, LxTr, SD:

$$I_{L\,MAX} = \frac{V_{IN} \times t_{ON}}{L} \qquad (6)$$

Следовательно, при установке входных/выходных условий и выборе периферийных компонентов необходимо учитывать $I_{L\,MAX}$.

Данные выкладки не учитывают потерь во внешних компонентах и ключе. В действительности максимальный выходной ток составляет 50...80% от величины, рассчитанной по приведённым выше формулам. В частности, при больших токах и малых входных напряжениях особое внимание следует обратить на падение напряжения на ключе. Следует учесть также падение напряжения на диоде Шоттки, которое составляет около 0.3 В.

Когда I_{LX} и V_{LX} превышают предельно допустимые значения, следует использовать приборы RH5RIxx2B и RH5RIxx3B совместно с внешним транзистором, имеющим низкую величину напряжения насыщения.

Рис. 3. Основнвя схема включения RH1RIxx1B

D L Lx OUT V_{OUT} V_{IN} V_{SS} C_L RH5RI_3E

Компоненты:
Дроссель (L) — 82 мкГн;
Диод (D) — MA721 (диод Шоттки);
Конденсатор (C_L) — 22 мкФ (танталовый)

Рис. 4. Основная схема включения RH5RIxx2B

Дроссель (L) — 28 мкГн (тороидальный сердечник);
Диод (D) — HRP22 (диод Шоттки);
Конденсатор (CL) — 100 мкФ (танталовый);
Транзистор (Tr) — 2SD1628G;
Базовый резистор (R_B) — 300 Ом;
Базовый конденсатор (C_B) — 0.01 мкФ.

РЕКОМЕНДАЦИИ К ПРИМЕНЕНИЮ

Устанавливайте компоненты как можно ближе к микросхеме и сократите до минимума соединения между компонентами и микросхемой. В частности, выходной конденсатор должен располагаться на минимальном расстоянии от вывода V_{OUT}.

Обратите внимание на землю. При переключении через вывод V_{SS} протекают большие токи. Если сопротивление проводника от вывода V_{SS} недостаточно мало, то потенциал микросхемы будет меняться при переключении, что может привести к нестабильной работе.

Используйте конденсаторы ёмкостью не менее 10 мкФ с хорошими частотными свойствами, например, танталовые. Мы рекомендуем использовать конденсаторы, допустимое напряжение которых не менее чем в три раза превышает выходное напряжение. Это необходимо, потому что при закрывании ключевого транзистора индуктивность может генерировать высоковольтные выбросы напряжения.

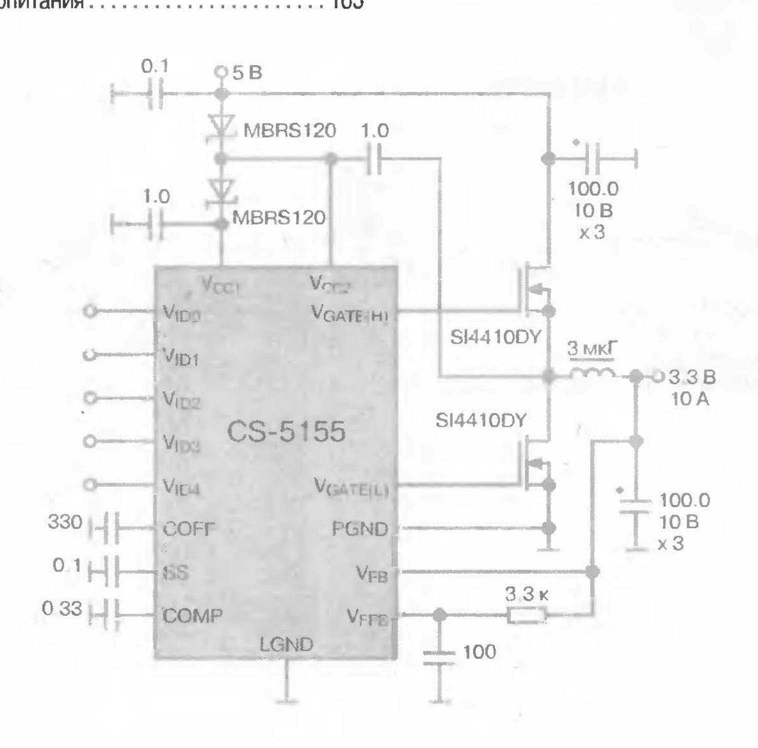
Тщательно выбирайте дроссель. Выбирайте дроссель с достаточно низким сопротивлением по постоянному току, большим допустимым током и отсутствием магнитного насыщения. Если индуктивность дросселя мала, ток I_{LX} может превысить предельно допустимое значение при максимальной нагрузке. Используйте дроссель с соответствующей индуктивностью.

Используйте диод Шоттки с высокой скоростью переключения.

При выборе периферийных компонентов обращайте внимание на максимально допустимые значения напряжений, тока и мощности.

ОДНОТАКТНЫЕ ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ

В данном разделе представлены микросхемы, работающие по принципу широтно-импульсной модуляции и предназначенные для построения однотактного DC/DC-преобразователя или сетевого источника питания. Впервые приводится информация по новейшим микросхемам: 1033ЕУ10/11/12/13/14/15/16 (UC384x), 1184ЕУ1 (CS-5155), 1080ЕУ1 (TDA8380) и 1155ЕУ2 (L296)



3

ОДНОТАКТНЫЕ ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ 1033ЕУ10/11/12/13/14/15/16

Аналоги:

1033ЕУ10 – UC3842
1033ЕУ11 – UC3844
1033ЕУ12 – UC3843
1033ЕУ13 – UC3845
1033ЕУ14 – UC3842A
1033ЕУ15 – UC3842
1033ЕУ16 – UC3844

Товврные знвки фирм изготовителей

ОСОБЕННОСТИ

- **Максимальный ток выходного каскада** .... **±1 А (p-p)**
- **Рабочвя частота переключения** .... **≤ 500 кГц**
- **Напряжение питания** .... **≤ 30 В**
- **Мощность рассеивания** .... **1 Вт**
- **Рабочий диапазон температур** .... **–10...+70°С**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы 1033ЕУ10/11/12/13/14/15/16 представляют из себя однотактные ШИМ-контроллеры и предназначены для построения сетевых источников вторичного питания и DC/DC-преобразователей с использованием в качестве ключевого элемента мощного МОП-транзистора.

Микросхема 1033ЕУ10/12/14/15 может работать с значениями рабочего цикла до 100%, а 1033ЕУ11/13/16 — до 50%.

Приборы упаковываются в пластмассовые корпуса типа 2101.8-1.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Фирма-производитель		Аналог
КР1033ЕУ10		Микрон	UC3842
КР1033ЕУ11		Микрон	UC3844
КР1033ЕУ12		Микрон	UC3843
КР1033ЕУ13		Микрон	UC3845
КР1033ЕУ14		Электроника	UC3842A
КР1033ЕУ15		СИТ	UC3842
КР1033ЕУ16		СИТ	UC3844
КА3842		Планета	UC3842

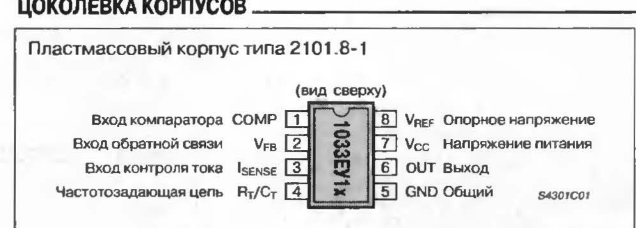
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы UC384x, См.стр. 103.

СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

Не имеет отличий от схемы включения UC384x, См.стр. 112-113.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



UC184x/284x/384x

ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ

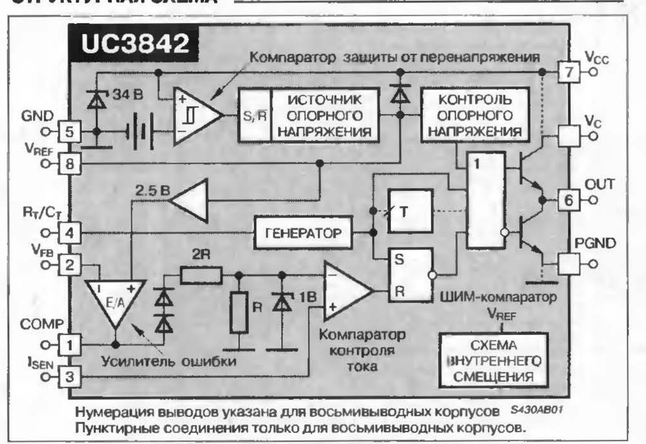
ОСОБЕННОСТИ

- •Предназначены для сетевых источников питания и DC/DC-преобразователей
- •Малый пусковой ток .... 1 мА
- •Автоматическая компенсация обратной связи по напряжению
- •Токовое ограничение в каждом импульсе
- •Улучшенные нагрузочные характеристики
- •Схема защиты с гистерезисом для отключения при недопустимо низком входном напряжении
- •Подавление сдвоенных импульсов
- •Сильноточный квазикомплементарный выходной каскад
- •Встроенный источник опорного напряжения с точной подгонкой
- •Рабочая частота переключений .... до 500 кГц
- •Усилитель сигнала ошибки с малым значением Ro

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Температурный диапазон [°C]	Пороговые уровни при понижении входного напряжения [В]		Рабочий цикл [%]
		включено	выключено	
UC1842	-55...+125	16	10	до 100
UC2842	-40...+85			
UC3842	0...+70			
UC3842A				
UC1843	-55...+125	8.4	7.6	до 100
UC2843	-40...+85			
UC3843	0...+70			
UC1844	-55...+125	16	10	0...50
UC2844	-40...+85			
UC3844	0...+70			
UC1845	-55...+125	8.4	7.6	0...50
UC2845	-40...+85			
UC3845	0...+70			

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



Нумерация выводов указана для восьмивыводных корпусов
Пунктирные соединения только для восьмивыводных корпусов.

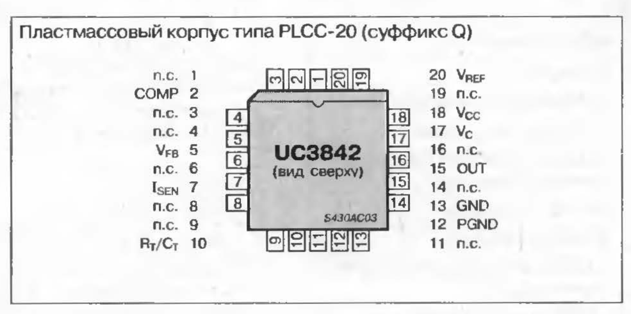
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы ШИМ-контроллеров серии UC384x имеют все необходимые функциональные возможности для создания схем управления сетевыми импульсными источниками питания или преобразователями **постоянный ток-постоянный ток** с обратной связью по току и постоянной частотой преобразования. Встроенные структурные элементы микросхемы обеспечивают ее отключение при недопустимо низком входном напряжении и пусковой ток менее 1 мА (0.5 мА для UCx842A). Прецизионный источник опорного напряжения тарирован для повышения точности на входе усилителя сигнала ошибки. ШИМ-компаратор контролирует также ограничение по току, а квазикомплементарный выходной каскад рассчитан на значительные броски тока (как втекающего, так и вытекающего). Выходной каскад обеспечивает работу на нагрузку типа *n*–канального полевого транзистора с изолированным затвором и имеет НИЗКИЙ логический уровень напряжения в отключенном состоянии.

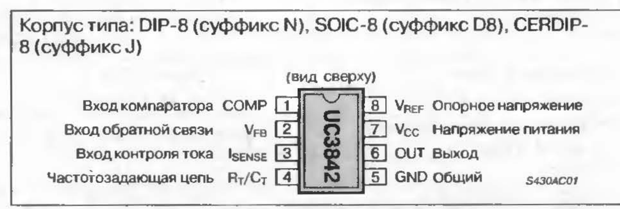
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOIC-14 (суффикс D)

Пластмассовый корпус типа PLCC-20 (суффикс Q)



Корпус типа: DIP-8 (суффикс N), SOIC-8 (суффикс D8), CERDIP-8 (суффикс J)



3

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение питания (низкоимпедансный источник) . . . . 30 В
Напряжение питания (I_{CC} < 30 мА) . . . . Самоограничение
Выходной ток . . . . ±1 А
Выходная энергия (емкостная нагрузка) . . . . 5 мкДж
Аналоговые входы (выводы [2], [3]) . . . . –0.3...+6.3 В
Выходной втекающий ток усилителя сигнала ошибки . . . . 10 мА
Мощность рассеивания при $T_A \leqslant 25$°C (DIP-8) . . . . 1 Вт
Мощность рассеивания при $T_A \leqslant 25$°C (SOIC-14) . . . . 725 мВт
Диапазон температур хранения . . . . –65...+150°C
Температура выводов (пайка 10 с) . . . . 300°C

Примечание:

Все значения напряжений приведены относительно потенциала заземления, вывод [5]. Втекающие через выводы токи положительны.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

При T_A = –55...+125°C для UC184x; T_A = –40...+85°C для UC284x; T_A = 0...+70°C для UC384x; V_{CC} = 15 В (Прим. 4); R_T = 10 кОм; C_T = 3.3 нФ; $T_A = T_J$, если не указано иначе

Параметр	Условия	UC184x/284x			UC384x			Единица измерения
		не менее	типовое	не более	не менее	типовое	не более	
ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ								
Выходное напряжение	T_J = +25°C, I_O = 1 мА	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	В
Нестабильность по напряжению	$12 \leqslant V_{IN} \leqslant 25$ В	—	6	20	—	6	20	мВ
Нестабильность по току нагрузки	$1 \leqslant I_O \leqslant 20$ мА	—	6	25	—	6	25	мВ
Температурная нестабильность	Прим. 1, Прим. 6	—	0.2	0.4	—	0.2	0.4	мВ/°C
Суммарное предельное отклонение выходного напряжения	С учетом отклонений входного напряжения, тока нагрузки и температуры (Прим. 1)	4.9	—	5.1	4.82	—	5.18	В
Выходное напряжение шумов	10 Гц ≤ f ≤ 10 кГц, T_J = +25°C, (Прим. 1)	—	50	—	—	50	—	мкВ
Долговременная стабильность	T_A = +125 °C, за 1000 ч (Прим. 1)	—	5	25	—	5	25	мВ
Выходной ток при КЗ		-30	-100	-180	-30	-100	-180	мА
ГЕНЕРАТОР								
Исходная точность	T_J = +25 °C, (Прим. 5)	47	52	57	47	52	57	кГц
Стабильность напряжвния	$12 \leqslant V_{CC} \leqslant 25$ В	—	0.2	1	—	0.2	1	%
Температурная нестабильность	$T(min) \leqslant T_A \leqslant T(max)$, (Прим. 1)	—	5	—	—	5	—	%
Амплитуда	V_{PIN4} (Прим. 1)	—	1.7	—	—	1.7	—	В
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ								
Входное напряжение	V_{PIN1} = 2.5 В	2.45	2.50	2.55	2.42	2.50	2.58	В
Входной ток		—	-0.3	-1	—	-0.3	-2	мкА
Коэффициент усиления по напряжению	$2 \leqslant V_O \leqslant 4$ В	65	90		65	90		дБ
Частота единичного усиления	T_J = +25°C, (Прим. 1)	0.7	1	—	0.7	1	—	МГц
Коэффициент ослабления пульсаций напряжения питания (PSRR)	$12 \leqslant V_{CC} \leqslant 25$ В	60	70	—	60	70	—	дБ
Втекающий выходной ток	V_{PIN2} = 2.7 В, V_{PIN1} = 1.1 В	2	6	—	2	6	—	мА
Вытекающий выходной ток	V_{PIN2} = 2.3 В, V_{PIN1} = 5 В	-0.5	-0.8	—	-0.5	-0.8	—	мА
ВЫСОКИЙ логический уровень выходного напряжения V_{OUT}	V_{PIN2} = 2.3 В, R_L = 15 кОм относительно земли	5	6	—	5	6	—	В
НИЗКИЙ логический уровень выходного напряжения V_{OUT}	V_{PIN2} = 2.7 В, R_L = 15 кОм относительно вывода [8]		0.7	1.1		0.7	1.1	В
КОМПАРАТОР КОНТРОЛЯ ТОКА								
Коэффициент усиления	Прим. 2, Прим. 3	2.85	3	3.15	2.85	3	3.15	В/В
Максимальный входной сигнал	V_{PIN1} = 5 В (Прим. 2)	0.9	1	1.1	0.9	1	1.1	В
Коэффициент ослабления пульсаций напряжения питания	$12 \leqslant V_{CC} \leqslant 25$ В (Прим. 1, Прим. 2)	—	70	—	—	70	—	дБ
Входной ток		—	-2	-10	—	-2	-10	мкА
Задержка выходного сигнала	V_{PIN3} = 0...2 В (Прим. 1)	—	150	300	—	150	300	нс

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ (Продолжение)

Параметр	Условия	UC184x/284x			UC384x			Единица измерения
		не менее	типовое	не более	не менее	типовое	не более	
ВЫХОДНОЙ КАСКАД								
НИЗКИЙ логический уровень выходного напряжения	I_{SINK} = 20 мА	—	0.1	0.4	—	0.1	0.4	В
	I_{SINK} = 200 мА	—	1.5	2.2	—	1.5	2.2	В
ВЫСОКИЙ логический уровень выходного напряжения	I_{SOURCE} = 20 мА	13	13.5	—	13	13.5	—	В
	I_{SOURCE} = 200 мА	12	13.5	—	12	13.5	—	В
Время нарастания	T_J = +25°C, C_L = 1 нФ, (Прим. 1)	—	50	150	—	50	150	нс
Время спада	T_J = +25°C, C_L = 1 нФ, (Прим. 1)	—	50	150	—	50	150	нс
БЛОК ОТКЛЮЧЕНИЯ ПРИ ПОНИЖЕНИИ ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ								
Пороговый уровень запуска	UCx842/4	15	16	17	14.5	16	17.5	В
	UCx843/5	7.8	8.4	9.0	7.8	8.4	9.0	В
Минимальный уровень рабочего напряжения после включения	UCx842/4	9	10	11	8.5	10	11.5	В
	UCx843/5	7.0	7.6	8.2	7.0	7.6	8.2	В
ШИМ-КОМПАРАТОР								
Максимальное значение рабочего цикла	UCx842/3	95	97	100	95	97	100	%
	UCx844/5	46	48	50	47	48	50	%
Минимальное значение рвбочего цикла		—	—	0	—	—	0	%
ВЕСЬ ПРИБОР								
Пусковой ток	Прим. 7	—	0.5	1	—	0.5 (0.3)	1 (0.5)	мА
Рабочий ток от источника питания	V_{PIN2} = V_{PIN3} = 0 В	—	11	17	—	11	17	мА
Напряжение V_{CC} туннельного пробоя p-n-перехода	I_{CC} = 25 мА	30	34	—	30	34	—	В

Примечания:

1. Несмотря на гарантированность значений этих характеристик, их индивидуальные контрольные измерения после изготовления микросхемы не проводятся.
2. Измерение проводится для зафиксированных значений сигнала при V_{PIN2} = 0.
3. Коэффициент усиления вычисляется следующим образом:

$$A_V = \frac{(\Delta V_{PIN1})}{(\Delta V_{PIN3})}, \text{ при } 0 \leq V_{PIN3} \leq 0.8 \text{ В}.$$

4. Напряжение V_{CC} предварительно устанавливается выше порога запуска и только затем настраивается на 15 В.
5. Выходная частота равна частоте генератора для UC1842 и UC1843. Выходная частота равна половине частоты генератора для UC1844 и UC1845.
6. Температурная нестабильность, которая иногда называется средним ТК, опредвляется по формуле:

Температурная нестабильность = $[V_{REF}(max) - V_{REF}(min)]/[T_J(max) - T_J(min)]$,

где:
V_{REF} (max) и V_{REF} (min) – максимальное и минимальное значения опорного напряжения, замеренные в соответствующем температурном диапазоне. Следует отметить, что прадельное значение напряжения не всегда имеет место при предельном значении температуры.

7. В скобках приведены значения для UC3842A.

3

Рис. 1. Схеме для снятия характеристик микросхемы (при разомкнутом контуре ОС)

Высокие предельные значения токов, вызванные влиянием емкостных нагрузок, требуют обратить особое внимание на способы обеспечения надежного и качественного заземления. Выводы задающего и шунтирующего конденсаторов должны быть сведены в одну точку заземления, находящуюся рядом с выводом 5. Транзистор и потенциометр на 5 кОм предназначены для регистрации формы сигналов генератора, а также для подачи на вывод 3 регулируемого линейно меняющегося напряжения.

ТИПОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 2. Зависимость напряжения питания от тока потребления

I_{CC}, мА

<17

<1

V_{OFF} V_{IN}

V_{CC}

S430AG01

Рис. 3. Зависимость "мертвого" времени от емкости C_T (R_T > 5 кОм)

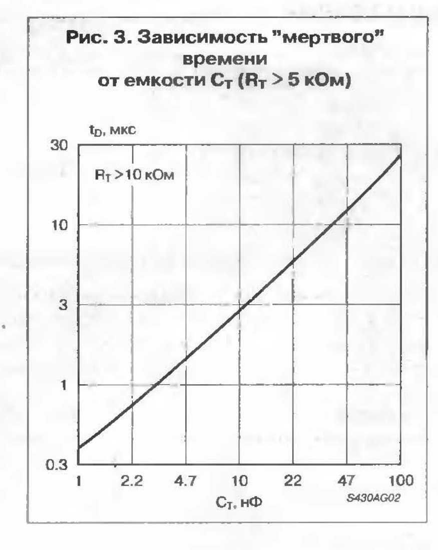


Рис. 4. Зависимость комбинации R_T/C_T от частоты

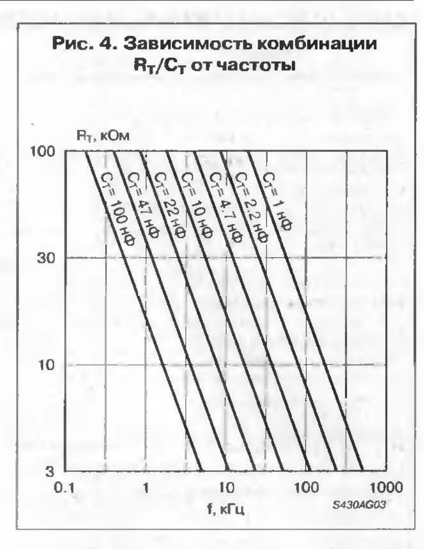


Рис. 5. Зависимость напряжения насыщения выходного каскада от выходного тока

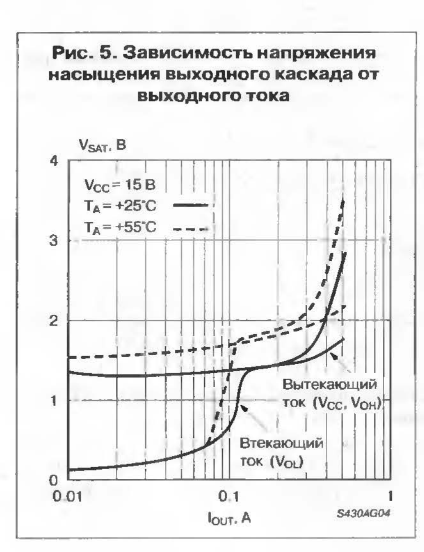


Рис. 6. Частотная характеристика усилителя ошибки при разомкнутой петле ОС

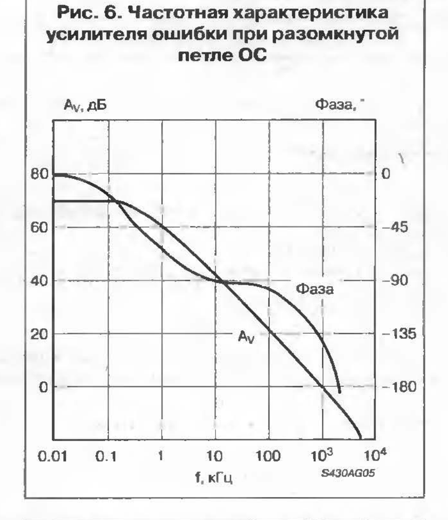


Рис. 7. Осцилограмма синхроимпульсов на выводах C_T ведущей и ведомой схем (См. Рис. 27)

Рис. 8. Осцилограмма сигналов схемы на Рис. 27 при частоте 500 кГц

Вверху: напряжение на входе схемы
Внизу: выходное напряжение на сопр. 24 Ома

0.5 В/дел по вертикали для обеих кривых
0.5 мкс/дел по горизонтали

S430AO01

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

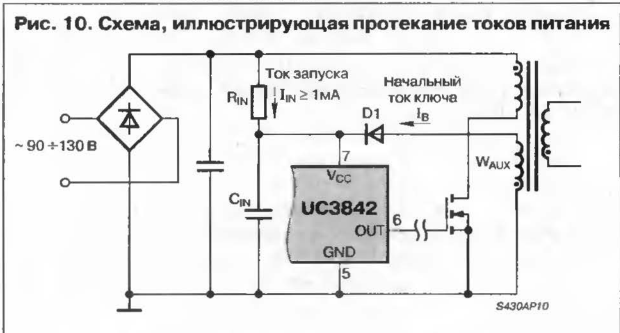
СХЕМА ОТКЛЮЧЕНИЯ ПРИ ПОНИЖЕНИИ ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Схема отключения при понижении входного напряжения или UVLO-схема (по-английски отключение при понижении напряжения — Under-Voltage LockOut сокращенно UVLO) гарантирует, что напряжение V_{CC} равно напряжению, делающему микросхему UC384x полностью работоспособной для включения выходного каскада. На **Рис. 9** показано, что UVLO-схема имеет пороговые напряжения включения и выключения, значения которых равны 16 и 10 В, соответственно. Гистерезис, равный 6 В, предотвращает беспорядочные включения и выключения во время подачи питания. На **Рис. 2** показана зависимость напряжения питания от тока питания. Для эффективного питания конвертера достаточно тока запуска в 1 мА, протекающего от сетевого выпрямителя, что иллюстрируется на **Рис. 10**. Во время нормальной работы схемы напряжение питания V_{CC} снимается с вспомогательной обмотки W_{AUX} с помощью диода D1 и конденсатора C_{IN}. При запуске, однако, C_{IN} должен быть заряжен до 16 В через резистор R_{IN}. При токе запуска в 1 мА, величина сопротивления R_{IN} может быть больше 100 кОм и этого будет достаточно для заряда емкости C_{IN} при V (AC) = 90 В (rms) (низкое напряжение сети). Мощность, рассеиваемая на резисторе R_{IN}, будет меньше чем 350 мВт даже при V (AC) = 130 В (rms) (высокое напряжение сети). При понижении входного напряжения выходной формирователь удерживает выход в низком состоянии. Это не совсем то низкое состояние, которое получается при нормальной работе, но и при нем может легко обеспечиваться втекающий ток 1 мА, достаточный для удержания МОП-транзистора в закрытом состоянии.

Рис. 9. Схема отключения при понижении входного напряжения

	UC1842 UC1844	UC1843 UC1845
V_{ON}	16 В	8.4 В
V_{OFF}	10 В	7.6 В

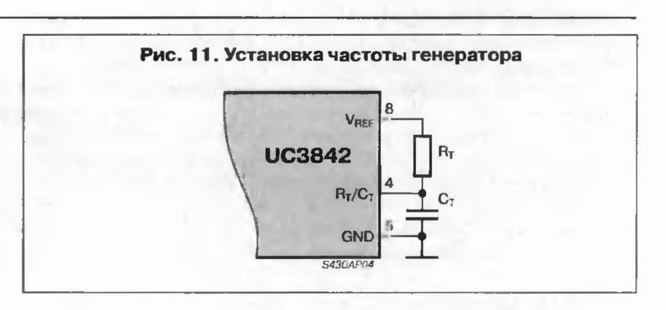
Рис. 10. Схема, иллюстрирующая протекание токов питания



ГЕНЕРАТОР

Установка параметров генератора показана на **Рис. 11**. Частотозадающий конденсатор C_T заряжается от V_{REF} (5 В) через частотозадающий резистор R_T, а разряжается внутренним источником тока.

Рис. 11. Установка частоты генератора



Первым шагом при выборе компонентов генератора надо определить требуемую величину "мертвого" времени. На **Рис. 3** показана зависимость "мертвого" времени от близких к стандартным значениям емкости C_T. Следующим шагом, с помощью интерполирования, получают соответствующее значение R_T, используя в качестве параметров частоту генератора и емкость C_T. На **Рис. 4** показана зависимость комбинации R_T/C_T от частоты генератора. Величина частотозадающего резистора может быть рассчитана по следующей формуле:

$$f_{OSC} = \frac{1.72}{R_T\,[\text{кОм}] \times C_T\,[\text{мкФ}]}$$

Микросхемы UC3844 и UC3845 имеют встроенный счетный триггер, который служит для получения максимального рабочего цикла генератора, равного 50%. Поэтому генераторы этих микросхем нужно установить на частоту переключения вдвое выше желаемой. Генераторы микросхем UC3842 и UC3843 устанавливаются на желаемую частоту переключения. Максимальная рабочая частота генераторов семейства UC3842/3/4/5 может достигать 500 кГц.

МАКСИМАЛЬНЫЙ РАБОЧИЙ ЦИКЛ

Микросхемы UC3842 и UC3843 имеют максимальную величину рабочего цикла, равную приблизительно 100%, а максимальная величина рабочего цикла микросхем UC3844 и UC3845 ограничена 50% с помощью встроенного счетного триггера. Эти значения рабочих циклов удобны для большинства обратноходовых и прямоходовых преобразователей. В оптимальном случае "мертвое" время не должно превышать 15% периода тактовой частоты генератора.

Во время разряда конденсатора или в "мертвое" время внутренний сигнал тактовой частоты переводит выход в низкое состояние. Это ограничивает максимальный рабочий цикл $Dc\,(max)$:

$$Dc\,(max) = 1 - \frac{t_{DEAD}}{t_{PERIOD}} \qquad \text{для UC3842/3,}$$

$$Dc\,(max) = 1 - \frac{t_{DEAD}}{2 \times t_{PERIOD}} \qquad \text{для UC3844/5,}$$

где $t_{PERIOD} = \frac{1}{f_{OSC}}$.

СЧИТЫВАНИЕ И ОГРАНИЧЕНИЕ ТОКА

На **Рис. 12** показана схема считывания тока для UC3842. Преобразование **ток-напряжение** выполнено на внешнем резисторе R_S, связанном с землей. При нормальной работе пиковое напряжение на резисторе R_S преобразуется усилителем ошибки согласно следующему уравнению:

$$I_P = \frac{V_C - 1.4\,[\text{В}]}{3\,R_S},$$

где V_C — это управляющее напряжение, равное выходному напряжению усилителя ошибки E/A.

Резистор R_S может быть связан со схемой питания непосредственно или через трансформатор тока, как показано на **Рис. 13**. Хотя непосредственная связь более проста, трансформаторная может уменьшить мощность, рассеиваемую на R_S, уменьшить ошибки, вызванные током базы, и обеспечить сдвиг уровня, чтобы устранить ограничения считывания тока со связанного с землей резистора. Отношение между V_C и пиковым током в мощном каскаде выглядит следующим образом:

$$I_{PEAK} = N\left(\frac{V_{RS\ PEAK}}{R_S}\right) = \frac{N}{3R_S}(V_C - 1.4\ В),$$

где:

N = коэффициент трансформации трансформатора тока

N = 1, когда трансформатор не используется.

Для анализа в режиме малого сигнала, усиление токочувствительной схемы равно:

$$\frac{I_{PEAK}}{V_C} = \frac{N}{3R_S}.$$

При включении трансформатора тока последовательно с мощным транзистором, как показано на **Рис. 13**, импульс тока будет иметь большой выброс на переднем крае, обусловленный конечным временем восстановления диодов выпрямителя и/или межобмоточной емкостью в трансформаторе питания. Если этот переходный процесс не подавить, он может преждевременно оборвать импульс на выходе микросхемы. Как и видно из рисунка, это подавление обычно выполняется с помощью простого RC-фильтра. Постоянная времени RC-фильтра должна быть приблизительно равна продолжительности выброса тока (обычно несколько сотен наносекунд).

Рис. 12. Организация обратной связи по току

❶ Максимальное значение I_{SEN} определяется по формуле $I_{SEN.MAX.} \approx 1В/R_S$.

❷ Небольшой RC фильтр для подавления выбросов выходного ключа.

Инвертирующий вход токочувствительного компаратора UC3842 внутренне смещен на 1 В (См. **Рис. 12**). Ограничение тока происходит, если напряжение на выводе [3] достигает этого порогового значения, то есть предел тока определяется:

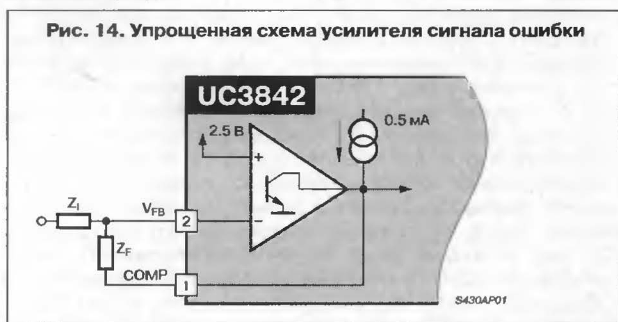
$$I(max) = \frac{N \times 1\ [В]}{R_S}.$$

Рис. 13. Организация обратной связи по току с трансформаторной развязкой

УСИЛИТЕЛЬ СИГНАЛА ОШИБКИ

Упрощенная схема усилителя сигнала ошибки (E/A) показана на **Рис. 14**. Неинвертирующий вход усилителя сигнала ошибки не имеет отдельного вывода и внутренне смещен на 2.5 В ±2%. Выход усилителя сигнала ошибки соединен с выводом [1] для подсоединения внешней компенсирующей цепи, позволяя пользователю управлять частотной характеристикой замкнутой петли обратной связи конвертера.

Рис. 14. Упрощенная схема усилителя сигнала ошибки



На **Рис. 15** показана схема компенсирующей цепи, подходящая для стабилизации любой схемы преобразователя с дополнительной обратной связью по току, кроме обратноходовых и повышающих конвертеров, работающих с током катушки индуктивности. Эти компоненты обратной связи добавляют полюс к передаточной функции петли при $f_P = 1/(2\pi R_F C_F)$. Значения R_F и C_F выбраны так, чтобы этот полюс заменил нуль, обусловленный эквивалентным последовательным сопротивлением конденсатора выходного фильтра в схеме питания. Резисторы R_I и R_F устанавливают усиление на низкой частоте. Они выбраны, чтобы обеспечить максимальное усиление, возможное с полюсом, образованным выходным конденсатором фильтра и нагрузкой, при единичном усилении (0 dB) и $f = f_{SWITCHING}/4$. Эта техника обеспечивает стабильность преобразователя при хороших динамических характеристиках.

Выход усилителя сигнала ошибки является источником вытекающего тока 0.5 мА и втекающего 2 мА. Нижнее предельное значение для R_F определяется по формуле:

$$R_F(min) \approx (V_{EA\ OUT}(max) - 2.5\ [В])/0.5\ [мА] =$$

$$= (6 - 2.5)/0.5 = 7\ [кОм].$$

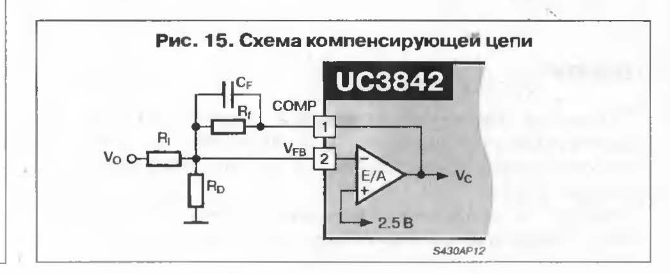
Входной ток смещения усилителя сигнала ошибки (2 мкА (max)) протекает через R_I, вызывая постоянное напряжение ошибки в выходном напряжении (V_O):

$$\Delta V_O(max) = R_I \times 2\ [мкА],$$

поэтому желательно сохранять значение R_I как можно меньшим.

На **Рис. 6** показана частотная характеристика с разомкнутой петлей обратной связи для усилителя сигнала ошибки UC3842. Из нее видно, что фазовая задержка быстро увеличивается, если

Рис. 15. Схема компенсирующей цепи



частота превышает 1 МГц, благодаря второму главному полюсу на частоте приблизительно 10 МГц и выше.

Ток индуктивности для повышающих и обратноходовых преобразователей, работающих в непрерывном режиме, определяет ноль их передаточных функций в правой полуплоскости. Дополнительный полюс необходим, чтобы уменьшить петлевое усиление на частоте меньшей, чем таковая для нуля в правой полуплоскости. Этот полюс обеспечивают компоненты R_P и C_P, показанные в схеме на **Рис. 16**.

Рис. 16. Схема компенсации для повышающих и обратноходовых преобразователей в непрерывном режиме

СПОСОБЫ БЛОКИРОВКИ

Возможны два способа блокировки микросхемы UC3842: повышение напряжения на выводе [3] выше уровня 1 В, либо подтягивание напряжения на выводе [1] до уровня, не превышающего падение напряжения на двух диодах, относительно потенциала земли. Каждый из этих способов приводит к установке ВЫСОКОГО логического уровня напряжения на выходе ШИМ-компаратора (см. структурную схему). Поскольку основным (по умолчанию) состоянием ШИМ-фиксатора является состояние сброса, на выходе ШИМ-компаратора будет удерживаться НИЗКИЙ логический уровень напряжения до тех пор, пока не изменится состояние на выводах [1] и/или [3] в следующем тактовом периоде (периоде, который следует за рассматриваемым тактовым периодом, когда возникла ситуация, требующая блокировки микросхемы). Например, выявленное и зафиксированное за пределами микросхемы состояние, требующее отключения микросхемы, можно реализовать путем введения в схему кремниевого триодного тиристора (тринистора), который каждый период тактовой частоты будет сбрасывать напряжение V_{CC} ниже минимального порогового уровня UVLO (отключение при понижении входного напряжения). Отключение опорного напряжения в этот момент дает возможность тринистору осуществлять такое отключение напряжения V_{CC}.

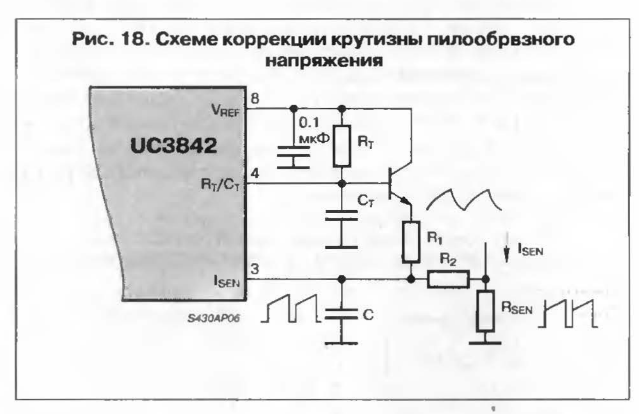
КОРРЕКЦИЯ КРУТИЗНЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Целесообразно суммировать фрагмент линейно изменяющегося напряжения генератора с управляющим токовым сигналом для коррекции крутизны сигналов преобразователя в том случае, если требуется режим работы со значением рабочего цикла порядка 50%. Конденсатор C_T вместе с резистором R2 образует фильтр, предназначенный для сглаживания выбросов переходных процессов ключевого режима работы, и, в первую очередь, во время фронта импульса.

КВАЗИКОМПЛЕМЕНТАРНЫЙ ВЫХОДНОЙ КАСКАД

Микросхема UC3842 имеет единственный выход квазикомплементарного каскада, который может выдавать пиковый ток для возбуждения МОП-транзистора, равный ±1 А, и средний ток для возбуждения биполярного транзистора, равный ±200 мА. Сквозной ток выходных транзисторов минимален, добавляя в среднем только 80 мВт дополнительной мощности рассеивания при V_{IN} = 30 В и частоте 200 кГц.

Рис. 18. Схеме коррекции крутизны пилообрвзного напряжения

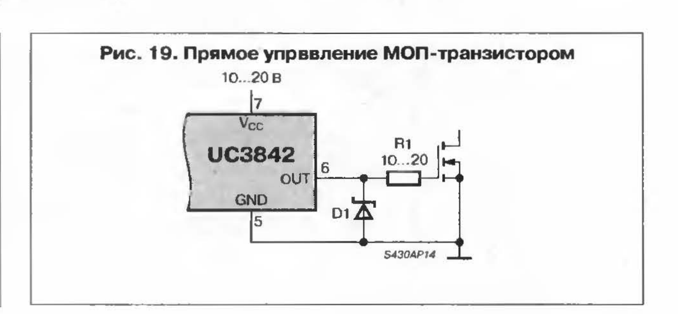


Ограничение выходного пикового тока выполняется помещением резистора между выходом квазикомплементарного каскада и затвором МОП-транзистора. Его величина определяется делением коллекторного напряжения выходного каскада V_C на пиковый ток этого каскада. Без этого резистора пиковый ток ограничивается только скоростью переключения квазикомплементарного каскада dV/dt и емкостью затвора МОП-транзистора.

Использование диода Шоттки, шунтирующего выход на землю, предотвращает выбросы выходного напряжения, порождаемые нестабильностями внутри микросхемы, ниже уровня земли. Чтобы быть эффективным, выбранный диод должен иметь прямое падение напряжения меньше 0.3 В при токе 200 мА. Большинство диодов Шоттки, рассчитанных на ток 1...3 А, имеет такие параметры при температуре выше комнатной. Размещение диода как можно ближе к микросхеме улучшит работу схемы. Конкретные схемные решения показаны на **Рис. 19** и **21**. Схема с трансформаторной развязкой также требует использования диодов Шоттки, чтобы предотвратить подобные явления на выходе ШИМ-контроллера. Выбросы выходного напряжения ниже уровня земли очень увеличиваются из-за индуктивности рассеивания трансформатора и паразитной емкости в сумме с индуктивностью намагничивания и емкостью затвора МОП-транзистора. Соображения по размещению диода подобны предыдущим.

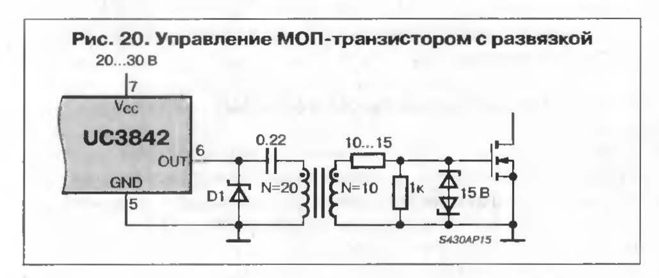
Рис. 17. Схемы блокировки

Рис. 19. Прямое упрввление МОП-транзистором



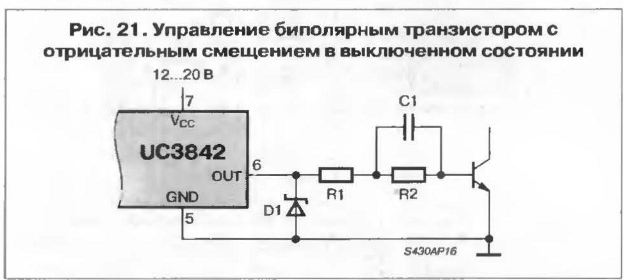
3

Рис. 20. Управление МОП-транзистором с развязкой



На **Рис. 19, 20** и **21** показаны схемы возбуждения биполярных и МОП-транзисторов от выхода микросхемы UC3842. Простая схема, показанная на **Рис. 19**, используется, когда управляющая схема электрически не изолирована от МОП-транзистора и выдает при включении и выключении ток до ±1 А. Она также обеспечивает демпфирование паразитного резонансного контура, сформированного емкостью затвора МОП-транзистора и последовательной индуктивностью монтажа. Диод Шоттки D1 предотвращает появление на выходе микросхемы выбросов выходного напряжения ниже уровня земли во время процесса выключения.

Рис. 21. Управление биполярным транзистором с отрицательным смещением в выключенном состоянии



На **Рис. 20** показана изолированная схема возбуждения МОП-транзистора, которая применяется, когда сигнал формирователя должен быть сдвинут по уровню или гальванически развязан от мощного транзистора. Биполярные транзисторы можно эффективно возбуждать по схеме на **Рис. 21**. Резисторы R1 и R2 устанавливают ток базы во включенном состоянии, в то время как конденсатор C1 обеспечивает отрицательный импульс тока базы, для устранения запасенного заряда при выключении.

Так как микросхемы серии UC384x имеют только один выход, необходима специальная интерфейсная схема, чтобы управлять двухтактным, полумостовым или полномостовым преобразователем. Эту функцию может выполнять двухтактный выходной формирователь со встроенным счетным триггером типа UC3706. Схема на **Рис. 32** показывает типовое совместное использование этих двух микросхем. Увеличить нагрузочную способность выходного формирователя UC384x для возбуждения нескольких МОП-транзисторов, включенных параллельно, или для других нагрузок можно, используя одну из микросхем семейства UC3705/6/7.

ШУМ

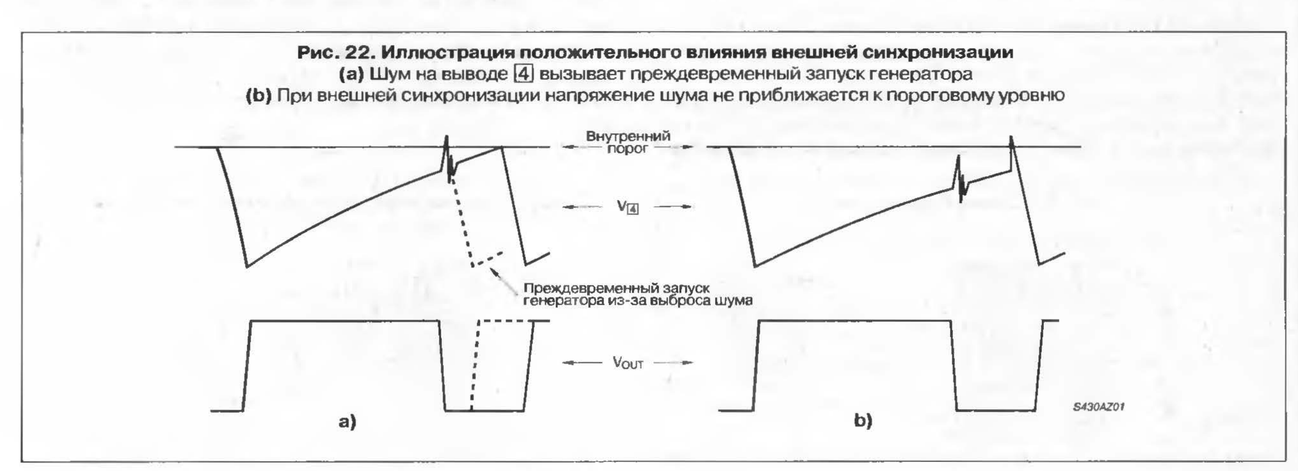
Как было упомянуто ранее, шум сигналов обратной связи по току или сигналов управления может вызывать существенное дрожание ширины импульса, особенно при работе в режиме непрерывного тока дросселя. В то время как компенсация наклона пилообразного напряжения облегчают эту проблему, лучшее решение состоит все-таки в том, чтобы минимизировать шумовую составляющую. Вообще, шумовая устойчивость улучшается с уменьшением импедансов в критических точках схемы.

Одна из таких точек для импульсных источников питания — это земляная шина. Небольшая индуктивность проводов между различными точками земляной шины на печатной плате может поддерживать синфазный шум с достаточной амплитудой, чтобы помешать правильной работе ШИМ-модулятора. Сплошная медная заземленная поверхность на одной стороне печатной платы и отдельные возвратные шины для путей прохождения больших токов очень уменьшают синфазный шум. Заметьте, что микросхема UC3842 имеет единственный вывод заземления, поэтому большие втекающие выходные токи не могут быть возвращены отдельно.

Керамические конденсаторы (0.1 мкФ), шунтирующие выводы V_{CC} и V_{REF}, обеспечивают снижение импедансов для высокочастотных переходных процессов в этих точках. Вход усилителя сигнала ошибки, однако, является высокоимпедансной точкой, которая не может быть зашунтирована без воздействия на динамические характеристики источника питания. Поэтому, единственным способом предосторожности должно быть размещение цепей обратной связи таким образом, при котором проводники обратной связи максимально удаляются от источников шума, производимого компонентами типа мощного переключающего транзистора.

На **Рис. 22** иллюстрируется другая порождаемая шумом проблема. Когда мощный переключающий транзистор выключается, шумовой выброс попадает на R_T/C_T вывод генератора. При больших значениях рабочего цикла напряжение на выводе R_T/C_T приближается к пороговому уровню (~2.7 В, определяемому внутренней схемой генератора) в момент попадания шумового выброса. Выброс достаточной амплитуды будет преждевременно запускать генератор, как показано на **Рис. 22а** пунктирными линиями. Чтобы минимизировать шумовой выброс, выберите величину емкости C_T как можно большей, помня, что "мертвое" время растет вместе с увеличением емкости C_T. Рекомендуется, чтобы емкость C_T никогда не была меньше 1000 пФ. Часто шум, ставящий эту проблему, вы-

Рис. 22. Иллюстрация положительного влияния внешней синхронизации
(a) Шум на выводе [4] вызывает преждевременный запуск генератора
(b) При внешней синхронизации напряжение шума не приближается к пороговому уровню



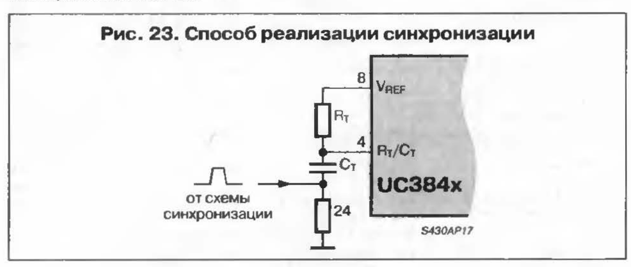
зывается выбросами выходного напряжения (на выводе [6]), порождаемыми нестабильностями внутри микросхемы, ниже уровня земли. Это особенно важно при работе с МОП-транзисторами. Шунтирование диодами Шоттки вывода [6] на землю предотвращает попадание такого шума на генератор. Если эти меры не помогают решить проблему, генератор может быть всегда синхронизирован внешней тактовой частотой. Формы сигналов на выводе R_T/C_T при использовании схемы на **Рис. 32** показаны на **Рис. 22b**. Здесь генератор имеет намного больший иммунитет к шуму, потому что пилообразное напряжение никогда близко не приближается к пороговому значению.

СИНХРОНИЗАЦИЯ

В самом простом методе вынужденной синхронизации частотозадающий конденсатор (C_T) используется в конфигурации, близкой к стандартной. Для ускорения разряда C_T последовательно с C_T к земле подключается небольшой резистор. Этот резистор служит входом для синхроимпульсов, которые поднимает напряжение на C_T выше верхнего порога генератора. ШИМ-контроллеру позволяется работать на частоте, определяемой R_T и C_T, до тех пор, пока не появится синхроимпульс. Эта схема имеет несколько преимуществ, включая наличие местного пилообразного напряжения, доступного для компенсации. Генератор UC384x нужно установить на более низкую частоту, чем частота синхроимпульсов, типовая разница частот равна 20% при импульсах амплитудой 0.5 В, приложенных к резистору.

Микросхема UC3842 также может быть синхронизирована внешней тактовой частотой через вывод R_T/C_T (вывод [4]), как показано на **Рис. 23**.

Рис. 23. Способ реализации синхронизации



При нормальной работе частотозадающий конденсатор (C_T) заряжается между двумя пределами: верхним и нижним пороговыми напряжениями компаратора. Как только C_T начинает свой зарядный цикл, выход ШИМ-контроллера переходит во включенное состояние. Частотозадающий конденсатор продолжает заряжаться, пока напряжение на нем не достигнет верхнего порогового напряжения компаратора. После этого активизируется схема разрядки и разряжает C_T до тех пор, пока не будет достигнуто нижнее пороговое напряжение. В течение этого времени разрядки выход ШИМ-контроллера находится в выключенном состоянии, образуя, таким образом, "мертвое" время выхода.

Рис. 24. Синхронизация внешней тактовой частотой

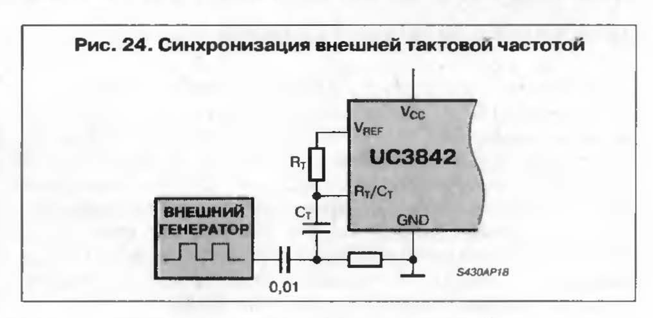
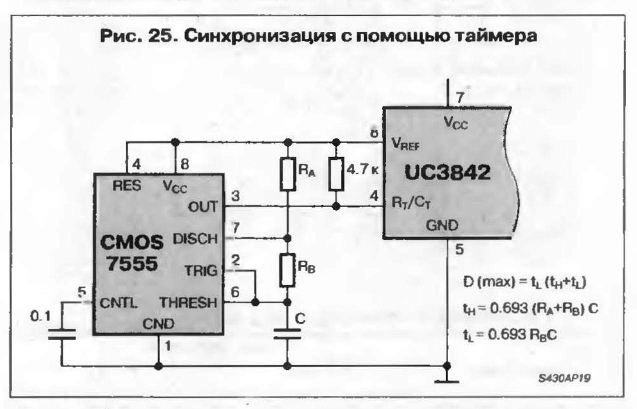


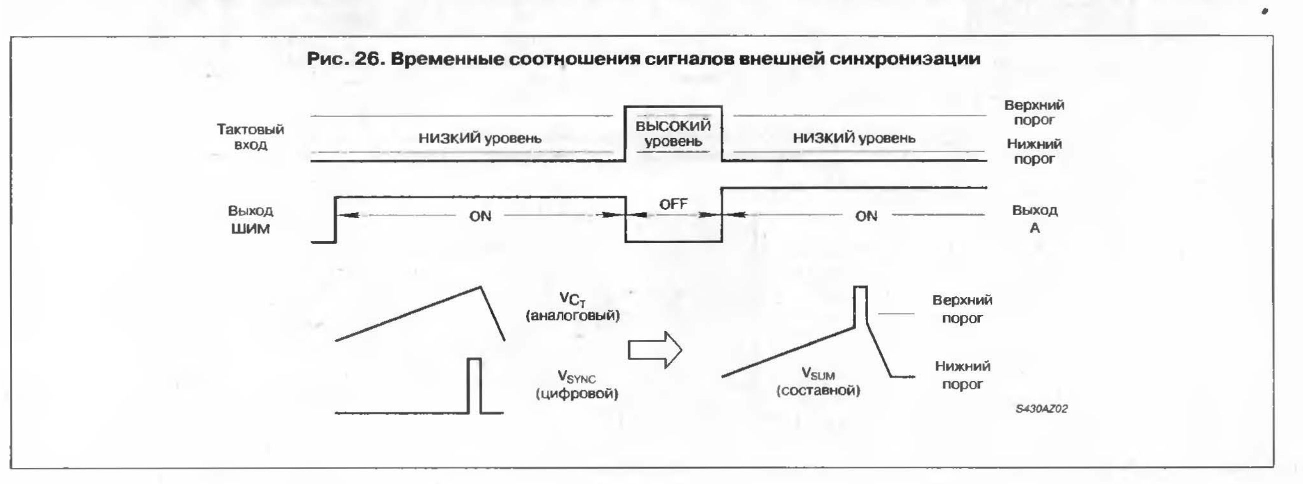
Рис. 25. Синхронизация с помощью таймера



Цифровое представление состояний заряда/разряда генератора можно использовать для синхронизации вывода R_T/C_T (См. **Рис. 26**). В случаях, подобных этому, когда не имеется в наличии специального порта синхронизации, частотозадающую схему можно запустить от цифрового логического элемента скорее, чем обычным аналоговым сигналом. Время включения, "мертвое" время, рабочий цикл и рабочая частота могут быть переданы в цифровом виде на вход микросхемы. НИЗКИЙ логический уровень на входе определяет максимальное время включения ШИМ-контроллера. Наоборот, ВЫСОКИЙ логический уровень на входе определяет время выключения или "мертвое" время. Критичные параметры частоты, рабочего цикла или "мертвого" времени могут быть точно смоделированы чем-нибудь вроде 555 таймера или сложного микропроцессора, управляемого по программе (см. **Рис. 25**).

3

Рис. 26. Временные соотношения сигналов внешней синхронизации



ГЕНЕРАТОР СИНХРОНИЗИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ

Генератор микросхемы UC384x может производить синхроимпульсы с использованием небольшого количества внешних компонентов. Эта простая схема, показанная на **Рис. 27**, включается спадающим фронтом сигнала на выводе C_T и производит синхроимпульсы, требуемые для предварительно упомянутой синхронизации. Переключаясь в течении "мертвого" времени ведущего устройства, эта схема может работать на частоте несколько сотен килогерц с минимумом задержек между ведущим и ведомым приборами. Осциллограммы сигналов, представляющих интерес, показаны на **Рис. 7** и **8**.

Рис. 27. Схема генератора синхроимпульсов на микросхемах UC384x

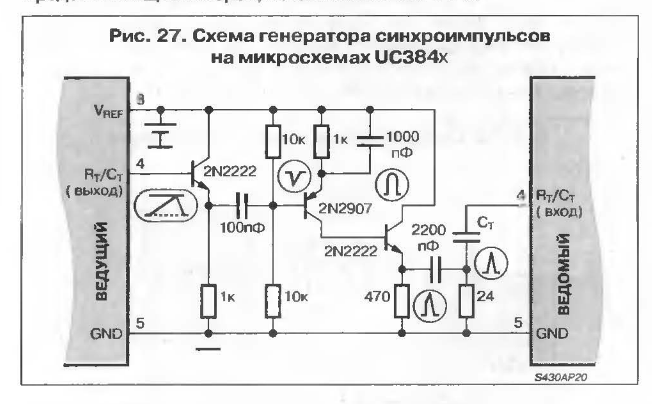


Табл. 1. Рекомендации по применению микросхем

Схемотехника	Входное напряжение	
	Высокое (сетевые источники питания)	Низкое (DC/DC-преобразователи)
Обратноходовая	UC3844	UC3845
Прямоходовая	UC3844/2	UC3845/3
Повышающая/Понижающая	UC3842/4	UC3843/5

ЗАМЕЧАНИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

На **Рис. 28...30** показаны схемы повышающего, понижающего и инвертирующего маломощных преобразователей **постоянный ток-постоянный ток**, работающих с перекачкой заряда. На **Рис. 31** показана схема обратноходового сетевого стабилизатора с выходной мощностью 25 Вт, построенного на микросхеме UC3844. Этот стабилизатор имеет невысокую стоимость, потому что в нем используются только два намоточных изделия, обратная связь, отслеживающая возмущающие воздействия входного напряжения, и недорогая схема управления. Характеристики ИВП, показаного на **Рис. 31**, приведены ниже:

Входное напряжение сети .... 95...130 В (50/60 Гц)
Пробивное напряжение изоляции от сети .... 3750 В
Частота переключения .... 40 кГц
КПД при полной нагрузке 70%
Выходное напряжение:
при токе 1...4 А, пульсации 50 мВ (p-p) .... +5 В ±5%
при токе 0.1...0.3 А, пульсации 100 мВ (p-p) ...... +12 В ±3%
при токе 0.1...0.3 А, пульсации 100 мВ (p-p) ...... –12 В ±3%

На **Рис. 32** показана схема двухтактного DC/DC-преобразователя, рассчитанного на мощность 500 Вт и построенного на микросхемах UC3842, UC3706, и UC3901. Она работает от стандартной шины питания, принятой в телекоммуникационной технике, и производит на выходе напряжение 5 В при токе до 100 А. Характеристики ИВП, показаного на **Рис. 32** приведены ниже:

Входное напряжение .... –48 В ±8 В
Выходное напряжение .... +5 В
Выходной ток .... 25...100 А
Частота переключения .... 200 кГц
Нестабильность по напряжению 0.1%
Нестабильность по току нагрузки 1%
КПД при V_{IN} = 48 В:
для I_O = 25 А 75%
для I_O = 50 А 80%
Выходное напряжение пульсаций .... 200 мВ (p-p).

СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ

Рис. 28. Повышающий DC/DC-преобразователь

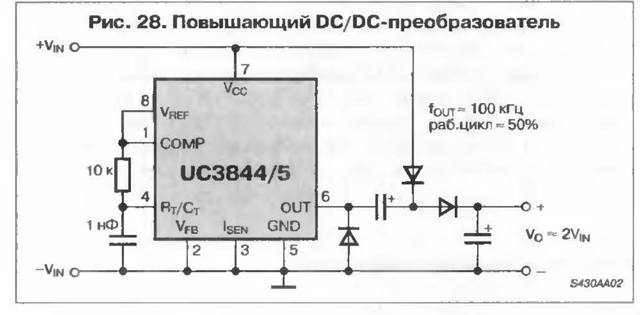


Рис. 29. Инвертирующий DC/DC-преобразователь

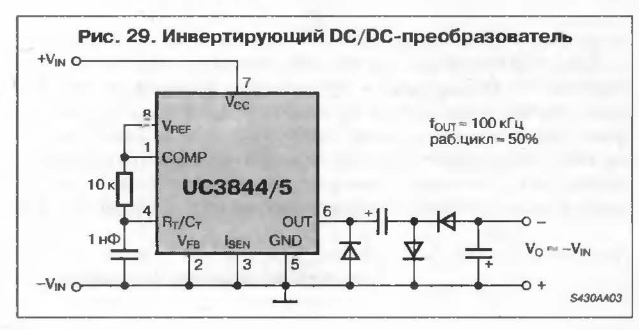


Рис. 30. Маломощный понижающий стабилизатор с обратной связью по напряжению

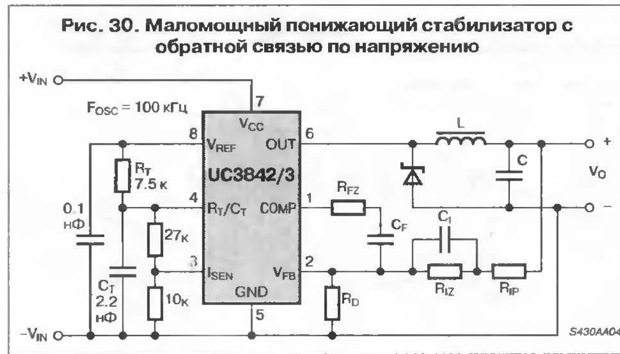


Рис. 31. Схема обратноходового сетевого источника питания

S430AA01

❶ Силовой трансформатор: сердечник Ferroxcube EC-35/3C8, $N_P = 45$, $N_C = 10$, $N_5 = 4$, $N_{12} = 9$, боковые зазоры 0.254 мм (для уменьшения ЭМИ можно сделать зазор 0.508 мм только в центре).

❷ 5-вольтовый дроссель: сердечник Ferroxcube 204T250-3C8 (тороидальный), N = 4.

Рис. 32. Схема двухтактного DC/DC-преобразователя мощностью 500 Вт

S430AA05

МОЩНЫЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР 1033ЕУ9

Аналог
PWR-SMP210

Товарные знвки фирм изготовителей

ОСОБЕННОСТИ

- Встроенный мощный МОП-транзистор
- Встроенный предстабилизатор для питания во время запуска
- Входное напряжение .... 36...400 В (DC)
- Выходная мощность .... до 10 Вт
- Рабочее напряжение переменного тока .... 85...265 В (AC)

ТИПОНОМИНАЛЫ

КР1033ЕУ9

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1033ЕУ9 предназначена для построения компактных сетевых импульсных источников питания с трансформаторной развязкой выходного напряжения от напряжения сети. Прибор содержит предварительный стабилизатор на мощном МОП-транзисторе, собственно ШИМ-контроллер и мощный переключающий МОП-транзистор для непосредственного управления током первичной обмотки трансформатора.

Микросхема упаковывается в пластмассовый корпус DIP-16 со сдвоенными выводами для улучшения теплоотвода.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-16

(вид сверху) S4321C01

1033ЕУ9

Назначение	Обозн.	Вывод	Вывод	Обозн.	Назначение
Высоковольтный вход	V_{IN}	1	16	DRAIN	Выходы транзисторного ключа
не подключен	n.c.	2	15	DRAIN	Выходы транзисторного ключа
Внешний резистор смещения	$R_{EXT}+$	3	14	n.c.	не подключен
Внешний резистор смещения	$R_{EXT}-$	4	13	COM	Общий
Общий	COM	5	12	COM	Общий
Защита по току	I_{LIM}	6	11	V_{BIAS}	Вход напряжения ОС
Сглаживающая емкость	V_S	7	10	EAO	Выход усилителя ошибки
Частотозадающая емкость	C_{EXT}	8	9	$\overline{IN}$	Вход усилителя ошибки

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы PWR-SMP210, См. стр. 115.

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеет отличий от схемы включения PWR-SMP210, См. стр. 120.

PWR-SMP210

МОЩНЫЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР

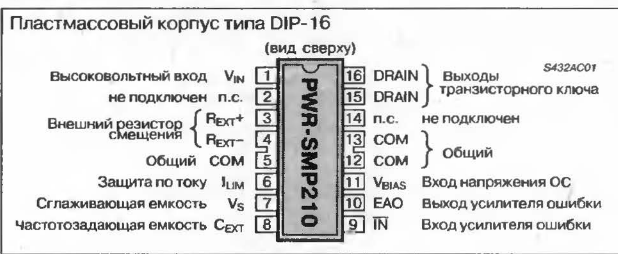
ОСОБЕННОСТИ

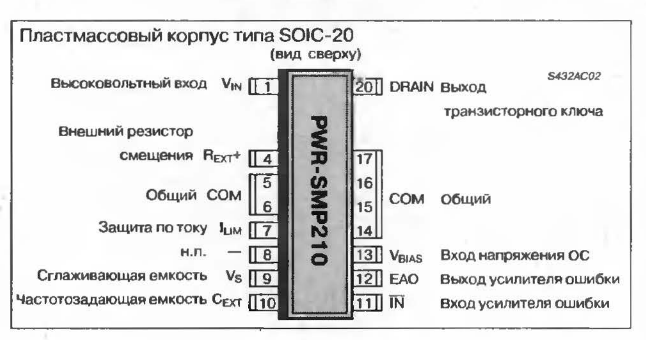
- **Встроенный ШИМ-контроллер с обратной связью по напряжению**
- **Встроенный мощный МОП-ключ**
- **Диапазон входных напряжений .... 36...400 В (DC)**
- **Минимальное число внешних компонентов**
- **Встроенная схема защиты**
- **Ограничение тока в каждом импульсе**
- **Выходная мощность:**
  - **при работе от напряжения 220 В .... до 10 Вт**
  - **при работе от универсального сетевого входа (85...265 В) .... до 5 Вт**
- **Блокировка при понижении входного напряжения**
- **Встроенная тепловая защита**

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Температурный диапазон
PWR-SMP210BNC	DIP-16	0...70°C
PWR-SMP210BNI	DIP-16	–40...85°C
PWR-SMP210SRI	SOIC-20	–40...85°C

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

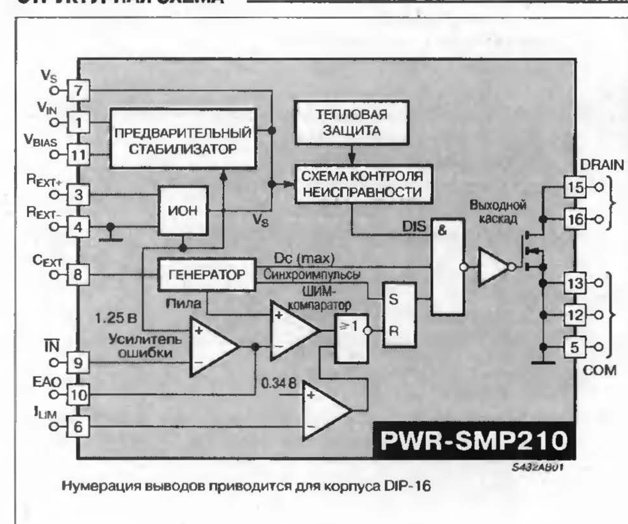




ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема PWR-SMP210 предназначена для построения изолированных источников питания, работающих от напряжения 220 В (или от универсального сетевого входа 85...265 В), и объединяет в одной интегральной схеме высоковольтный МОП-ключ и ШИМ-контроллер. Чтобы изготовить дешевый изолированный мощный источник питания требуются всего несколько внешних компонентов. Высокая рабочая частота уменьшает общий размер источника питания. Особенностями встроенного мощного МОП-ключа являются: высокое рабочее напряжение, низкое сопротивление канала в открытом состоянии, низкая емкость и низкое пороговое напряжение. Комбинация низкой емкости и низкого порогового напряжения приводит к десятикратному снижению мощности в каскаде формирователя. Более низкие емкости также облегчают работу на более высокой частоте. Управляющая часть PWR-SMP210 содержит все необходимые блоки для формирования и управления мощным каскадом: встроенный предварительный стабилизатор, генератор, источник опорного напряжения, усилитель сигнала ошибки, формирователь и схему защиты. Эта схема ШИМ-управления с обратной связью по напряжению оптимизирована для обратноходовой схемотехники, но может также использоваться с другой схемотехникой. Прибор PWR-SMP210 выполняется в пластмассовом корпусе типа DIP-16 со сдвоенными выводами для дополнительного теплоотвода или в корпусе SOIC-20 с расширенными выводами для дополнительного теплоотвода.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



Нумерация выводов приводится для корпуса DIP-16

ОПИСАНИЕ ВЫВОДОВ

Номера выводов в круглых скобках — для корпуса SOIC-20

Номер вывода	Функция
1 (1)	Для подключения высокого напряжения V_{IN} к предварительному стабилизатору напряжения, используемому для питания устройства в момент включения.
2	Не подключен для предотвращения утечки по поверхности между соседними рабочими выводамн.
3 (4)	Резистор, помещенный между R_{EXT+} и R_{EXT-}, устанавливает внутренние токи смещения.
4 (5, 6)	Вывод R_{EXT-} служит для возврата опорного тока. Не соединять с землей.
5, 12, 13 (14, 15, 16, 17)	Вывод COM — это общий вывод. Точка подключения земли или опорного напряжения.
6 (7)	Внешний резистивный делитель, подключенный к выводу I_{LIMIT}, обеслечивавт защиту выхода МОП-ключа от чрезмерно большого тока.
7 (9)	Для подключения фильтрующего конденсатора к напряжению внутреннего источника питания V_S.
8 (10)	Вывод C_{EXT} используется для установки частоты генератора. Подключение внешней емкости понижавт частоту ШИМ.
9 (11)	Яеляется инвертирующим входом усилителя ошибки для подключения внешней обратной связи и компенсирующих целей.
10 (12)	Вывод EAO — это выход усилителя ошибки для подсоединения к внешней компенсирующей цепи.
11 (13)	Вывод V_{BIAS} — это выход напряжения, которое используется для создания смещений в момент запуска.
14	Не подключен для предотвращения утечки по лоеерхности между соседними рабочими выводами.
15, 16 (20)	Открытый сток выхода МОП-транзистора. Эти выводы нужно обязательно соединить между собой.

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ[1]

Напряжение стока .... 800 В
Напряжение V_{IN} .... 500 В
Напряжение V_{BIAS} .... 11 В
Ток стока[2] .... 800 мА
Входное напряжение[3] .... –0.3...(V_S + 0.3) В
Диапазон температур хранения .... –65...+125°C
Диапазон температур окружающей среды:
- для приборов с суффиксом C .... 0...+70°C
- для приборов с суффиксом I .... –40...+85°C

Температура кристалла[3] .... 150°C
Температура выводов[4] (пайка 5 с) .... 260°C
Рассеиваемая мощность:
- для приборов с суффиксом BN:
  - при T_A = 25°C .... 2.1 Вт
  - при T_A = 70°C .... 1.05 Вт
- для приборов с суффиксом SR:
  - при T_A = 25°C .... 3.0 Вт
  - при T_A = 70°C .... 1.5 Вт

Тепловое сопротивление кристалл-окружающая среда (Θ_{JA}):
- для приборов с суффиксом BN .... 0...+70°C
- для приборов с суффиксом SR .... –40...+85°C

Тепловое сопротивление кристалл-корпус (Θ_{JC}):
- для приборов с суффиксом BN .... 0...+70°C
- для приборов с суффиксом SR .... –40...+85°C

Примечания:
1. Все напряжения указаны относительно вывода COM.
2. Прикладывается не к выводам V_{IN} или DRAIN.
3. Обычно ограничивается внутрвннвй схемой.
4. На расстоянии 1/16" (1.59 мм) от корпуса.
5. Измерано на выводах 12, 13.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

При V_{IN} = 325 В, V_{BIAS} = 8.6 В, COM = 0 В, R_{EXT} = 20.5 кОм, в полном рабочем диапазоне T_A (Прим. 1), если не указано иначе

Символ	Параметр	Условия	Значение не менее	Значение типовое	Значение не более	Единица измерения
	ГЕНЕРАТОР					
f_{OSC}	Выходная частота	C_{EXT} = свободен	650	800	950	кГц
	ШИРОТНО ИМПУЛЬСНЫЙ МОДУЛЯТОР					
D_C	Рабочий цикл	C_{EXT} = свободен	0...35	0...39	—	%
		f_{OSC} = 200 кГц	0...48	0...50	—	%
	СХЕМЫ ЗАЩИТЫ ИМС					
	Пороговое напряжение токового ограничителя	См. Прим. 2	0	—	1	В
	Уровень отключения в схеме защиты при понижении входного напряжения		0.31	0.34	0.37	В
$t_{D(OFF)}$	Задержка отключения при входном напряжении за пределами допустимого диапазона	См. **Рис. 15, 16**	—	250	500	нс
	Температура отключения по перегреву		115	135	—	°C
	Гистерезис в схеме отключения по перегреву		—	45	—	°C
	УСИЛИТЕЛЬ СИГНАЛА ОШИБКИ					
	Пороговое напряжение		1.21	1.25	1.29	В
	ТК порогового напряжения		—	50	—	млн$^{-1}$/°C
	Произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания		—	500	—	кГц
A_{VOL}	Коэффициент усиления по напряжению		60	80	—	дБ
Z_{OUT}	Выходной импеданс		—	1.5	—	кОм
	ВЫХОД					
$R_{DS(ON)}$	Сопротивление в состоянии "Включено"	I_D = 100 мА, T_J = 25°C	—	20	35	Ом
$R_{DS(ON)}$	Сопротивление в состоянии "Включено"	I_D = 100 мА, T_J = 115°C	—	32	42	Ом
$I_{D(ON)}$	Ток в состоянии "Включено"	V_{DS} = 10 В	200	380	—	мА
I_{DSS}	Ток в состоянии "Выключено"	V_{DRAIN} = 96 В, T_A = 115°C	—	10	50	мкА
BV_{DSS}	Пробивное напряжение	I_D = 100 мкА, T_A = 25°C	800	900	—	В
C_{OSS}	Выходная емкость	V_{DRAIN} = 25 В, f = 1 МГц	—	70	—	пФ
E_{OSS}	Энергия, запасвнная на выходе	V_{DRAIN} = 400 В	—	1000	—	нДж
t_R	Временной интервал подъема (длительность фронта)	См. **Рис. 15, 16**	—	70	150	нс
t_F	Временной интервал спада (длительность заднего фронта)	См. **Рис. 15, 16**	—	70	150	нс
	ПИТАНИЕ					
V_{IN}	Напряжение предварительного стабилизатора		36	—	500	В
$V_{BIAS(CO)}$	Напряжение отключения предварительного стабилизатора		6.5	—	8.25	В
I_{IN}	Ток питания предварительного стабилизатора в отключенном состоянии	V_{BIAS} не подключен, C_{EXT} = свободен; С-суффикс	—	3	4.5	мА
		V_{BIAS} не подключен, C_{EXT} = свободен; I-суффикс	—	3	5.0	мА
		V_{BIAS} > 8.25 В	—	—	0.1	мА
V_{BIAS}	Напряжение питания V_{BIAS}	V_{BIAS} подается по внешней цепи ОС	8.25	—	9.0	В
I_{BIAS}	Ток питания V_{BIAS}	V_{BIAS} подается по внешней цепи ОС; С-суффикс	—	3	4.5	мА
		V_{BIAS} подается по внешней цепи ОС; I-суффикс	—	3	5.0	мА
V_S	Напряжение источника V_S		5.1	—	6.0	В
I_S	Ток источника V_S		—	—	400	мкА

Примечания:
1. Эти спецификации имеют только одно ограничение применения по полному температурному диапазону для версий с суффиксом С (0...70°C), и суффиксом I (–40...85°C). Во всех других случаях температурный диапазон указывается особо.
2. Прикладывание напряжения > 3.5 В к выводу I_{LIMIT} заставляет внутреннюю схему удерживать выходной ключ непрерывно включенным, если выход микросхемы PWR-SMP210 при этом подсоединен к высокому напряжению источника питания, может произойти частичное разрушение схемы.

3

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 1. Переходная характеристика (Для схемы на Рис. 18)

% V_{OUT}

I_L = 1 A

105 100 95

0 100 200 300 400

V_{IN}, В

S432AG01

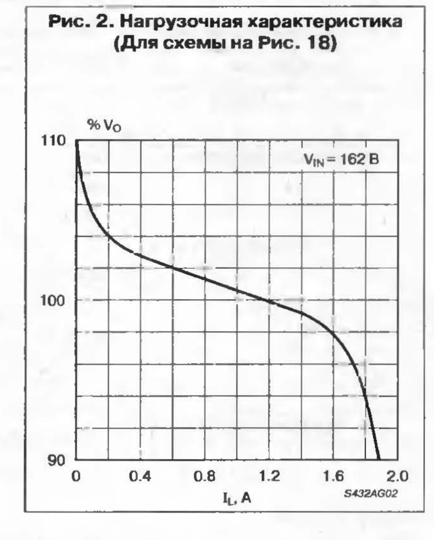


Рис. 2. Нагрузочная характеристика (Для схемы на Рис. 18)

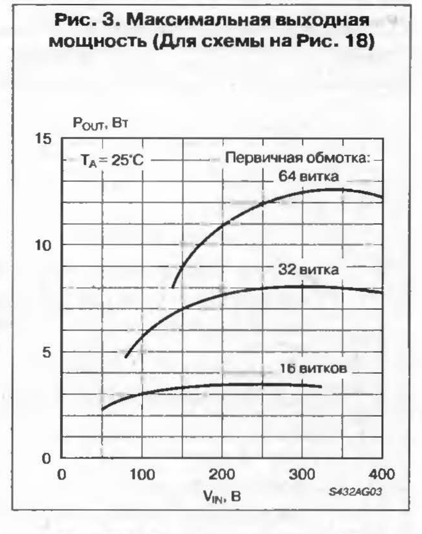


Рис. 3. Максимальная выходная мощность (Для схемы на Рис. 18)

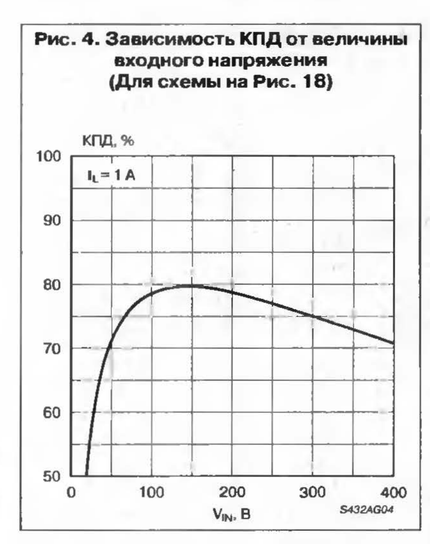


Рис. 4. Зависимость КПД от величины входного напряжения (Для схемы на Рис. 18)

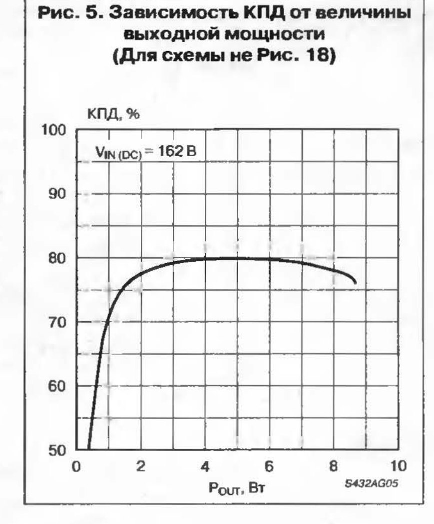


Рис. 5. Зависимость КПД от величины выходной мощности (Для схемы не Рис. 18)

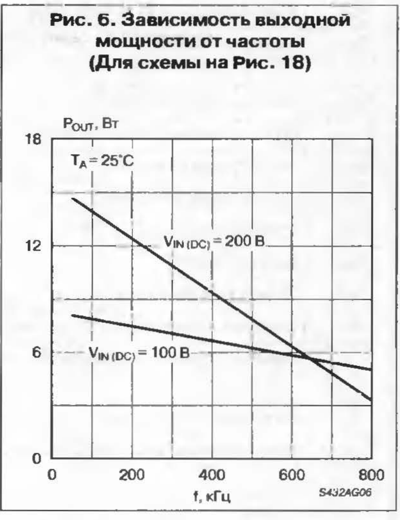


Рис. 6. Зависимость выходной мощности от частоты (Для схемы на Рис. 18)

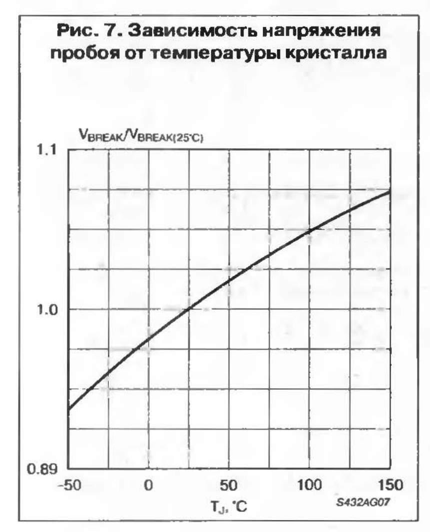


Рис. 7. Зависимость напряжения пробоя от температуры кристалла

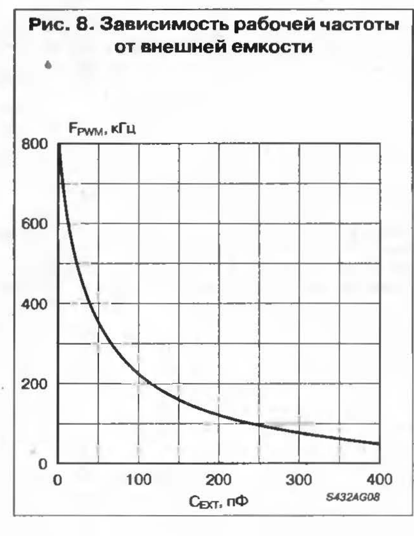


Рис. 8. Зависимость рабочей частоты от внешней емкости

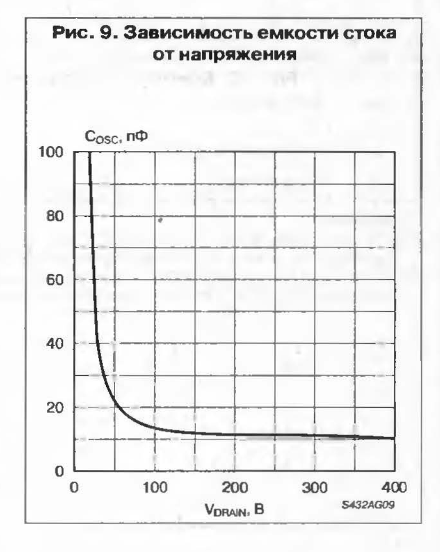


Рис. 9. Зависимость емкости стока от напряжения

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ (Продолжение)

Рис. 10. Зависимость заряда стока от напряжения

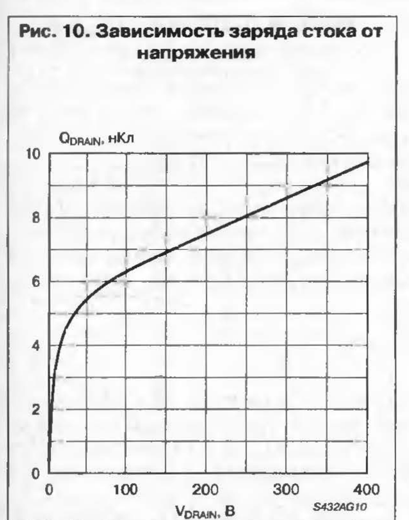


Рис. 11. Зависимость запасенной энергии от напряжения стока

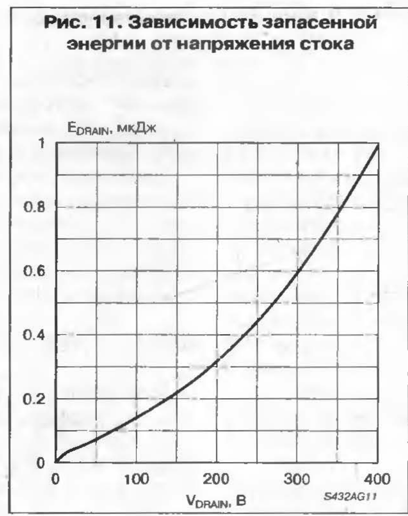


Рис. 12. Передаточные характеристики

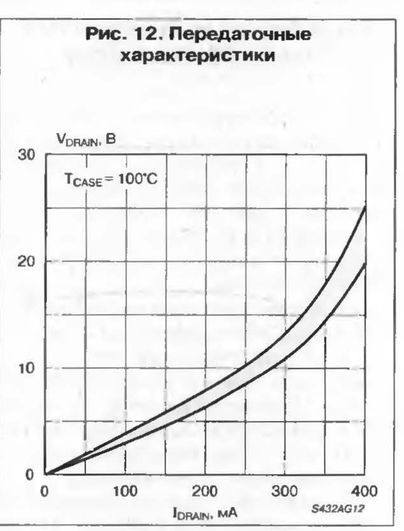
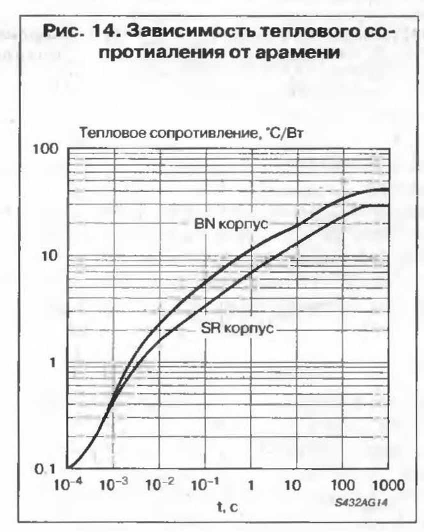


Рис. 13. Зависимость рассеиааемой мощности от температуры кристалла

Рис. 14. Зависимость теплового сопротиаления от арамени

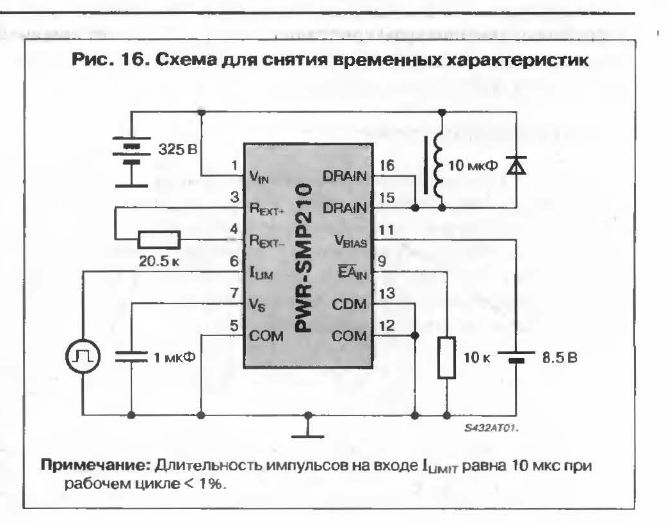


3

ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 15. Временные характеристики

Рис. 16. Схема для снятия временных характеристик



Примечание: Длительность импульсов на входе I_{LIMIT} равна 10 мкс при рабочем цикле < 1%.

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР И ВНУТРЕННЕЕ НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ

Предварительный стабилизатор обеспечивает ток смещения, необходимый ШИМ-контроллеру и схеме формирователя. Предварительный стабилизатор состоит из высоковольтного МОП-транзистора, источника тока смещения (V_{BIAS}) и собственного усилителя ошибки. Этот усилитель ошибки обеспечивает величину внутреннего напряжения питания V_S на уровне приблизительно 5.6 В, управляя регулирующим МОП-транзистором предварительного стабилизатора.

При питании всей схемы от внутреннего источника тока смещения (V_{BIAS}) МОП-транзистор предварительного стабилизатора рассеивает существенное количество мощности. Это рассеивание мощности уменьшается после того, как начинает работать обмотка обратной связи, и схема фильтра формирует напряжение более, чем 8.25 В на выводе V_{BIAS}. Тогда предварительный стабилизатор отключается, и смещение обеспечивается только цепью обратной связи, соединенной с выводом V_{BIAS}.

Напряжение V_S — это напряжение питания для схемы формирователя и контроллера. Внешний конденсатор, подключаемый к выводу V_S, требуется для фильтрации и понижения напряжения шумов. Включение внутренней схемы защиты от пропадания напряжения определяется величиной напряжения V_S. Схема защиты от пропадания напряжения включается всякий раз, когда напряжение V_S становится меньше 5 В.

ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Напряжение V_{REF} — это опорное напряжение, равное 1.25 В и генерируемое температурно-компенсированным "bandgap" источником опорного напряжения. Это напряжение используется для установки порогов усилителя ошибки, схемы тепловой защиты и схемы защиты по току.

ГЕНЕРАТОР

Генератор полностью независимый. Внутренний конденсатор поочередно заряжается и разряжается переключаемыми источниками постоянного тока. Частота генератора может быть понижена подключением дополнительной емкости к выводу C_{EXT}.

Гистерезис ШИМ-компаратора устанавливается на этапе изготовления. Период колебаний генератора определяется величинами токов источников тока, от которых зависит крутизна фронтов и спадов пилообразного напряжения. Максимальный рабочий цикл равен отношению времени заряда конденсатора к периоду колебаний. Тактовый сигнал, а также сигналы блокировки с выхода компаратора подаются на модулятор.

УСИЛИТЕЛЬ СИГНАЛА ОШИБКИ

Усилитель ошибки состоит из операционного усилителя, неинвертирующий вход которого подключен к внутреннему источнику опорного напряжения. Выход усилителя ошибки непосредственно определяет величину рабочего цикла управления мощным ключом. Чтобы внешняя нагрузка не влияла на выход усилителя ошибки, вывод EAO буферизован. Буфер имеет напряжение смещения около 2 В и выходное сопротивление около 1.5 кОм.

ШИМ-МОДУЛЯТОР

ШИМ-модулятор с помощью обратной связи по напряжению генерирует цифровой сигнал формирователя для управления мощным ключом. Рабочий цикл сигнала формирователя будет изменяться как функция напряжения входа и нагрузки.

Увеличение рабочего цикла заставляет напряжение на выходе источника питания повышаться. Наоборот, уменьшение рабочего цикла заставляет напряжение на выходе понижаться. ШИМ-модулятор сравнивает напряжение управления (выход усилителя ошибки) с пилообразным напряжением генератора, чтобы получить требуемый рабочий цикл.

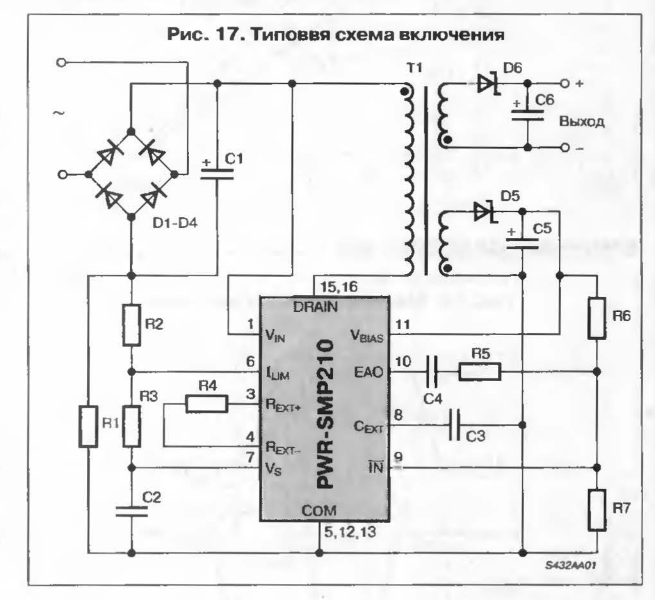
ЗАЩИТА ПО ТОКУ

Когда напряжение на выводе I_{LIM} падает ниже установленного порога, мощный ключ закрывается. Ток стока создает падение напряжения на внешнем резисторе (R11). Это падение напряжения через делитель напряжения взаимодействует с напряжением V_S и делает сигнал на выводе I_{LIM} более положительным, чем установленный порог. Когда ток через резистор (R11) увеличивается, напряжение на выводе I_{LIM} будет уменьшаться. Если напряжение на выводе I_{LIM} удерживается ниже порога на время, более длительное, чем время задержки, то мощный ключ будет закрыт до тех пор, пока не начнется новый период тактовой частоты

ТЕПЛОВАЯ ЗАЩИТА

Тепловая защита обеспечивается прецизионной аналоговой схемой, которая закрывает мощный ключ, когда кристалл становится слишком горячим (типичная температура 135°C). Устройство будет автоматически сбрасываться и возвратится в исходное состояние, когда кристалл остынет до температуры ниже температуры срабатывания.

Рис. 17. Типоввя схема включения



ОПИСАНИЕ РАБОТЫ СХЕМЫ

Схема обратноходового источника питания, показанная на **Рис. 18,** с использованием стандартного трансформатора типа T1002 рассчитана на выходное напряжение 5 В и мощность 5 Вт и будет работать при напряжении сети от 85 до 265 В (rms). Выходное напряжение выбирается отношением витков выходной обмотки к виткам обмотки обратной связи. Микросхема PWR-SMP210 рассчитана на напряжение обратной связи 8.5 В (вывод [11]). Выходное напряжение может быть точно подстроено, если это необходимо, с помощью изменения количества диодов (D3) в цепи обмотки обратной связи. На регулирование величины выходного напряжения влияют три момента: поддержание постоянного напряжения обратной связи, величина связи между обмотками трансформатора и использование импульсного трансформатора с подавлением выбросов напряжения, обусловленных индуктивностью рассеивания.

Элементы L1, L2, L3, C7, C8, C9, C10 и C12 образуют EMI-фильтр. Элементы BR1 и C1 преобразовывают входное переменное напряжение в постоянное напряжение и обеспечивают его фильтрацию. Элементы D5, C6, и R10 формируют схему, подавляющую выбросы напряжения на стоке переключающего транзистора. Элементы C5 и R9 снижают величину выбросов, обусловленных индуктивностью рассеивания. Эта разгрузочная цепь улучшает регулирование выходного напряжения. Элементы R5 и R6 устанавливают величину напряжения обратной связи, равную 8.5 В. Элементы R4, R5, C14, C4 и T1 определяют АЧХ петли обратной связи. Резистор R3 необходим для установки внутренних источников микросхемы PWR-SMP210. Емкость C3 устанавливает рабочую частоту внутреннего генератора. Если к выводу [8] не подключена емкость, то частота внутреннего генератора будет приблизительно 850 кГц. Емкости C2 и C11 — это конденсаторы фильтра. Резисторы R2, R11 и R12 являются элементами схемы защиты по току. Они рассеивают максимальную мощность при работе схемы защиты во время короткого замыкания.

Для достижения полной выходной мощности и надежной работы микросхемы PWR-SMP210, оба вывода стока мощного ключа (вывод [15] и [16] DIP-корпуса) необходимо соединить вместе на печатной плате. Выводы [15] и [16] не соединяются в пределах корпуса микросхемы. Вторичная обмотка в схеме используется для контроля и регулировки выходного напряжения. Такая схемотехника может обеспечить регулирование и стабильность в пределах ±5%. Если для конкретного применения требуется более точное регулирование, может быть использована обратная связь на оптроне.

Схема, показанная на **Рис. 18,** является принципиальной схемой отладочной платы PWR-EVAL5. Эту полностью собранную и проверенную плату можно заказать непосредственно у фирмы Power Integrations Inc. для отладки микросхем PWR-SMP210. В комплект входят полные спецификации, а также инструкции о том, как изменить выходное напряжение и частоту генератора.

Показанные на **Рис. 1...6** характеристики были измерены на плате PWR-EVAL5, работающей от источника постоянного тока. Измеренная частота переключения источника питания равна 250 кГц.

Кривые максимальной выходной мощности показывают способность отдачи мощности стандартного трансформатора T1002, выполненного с вдвое увеличенным и уменьшенным от нормального числом витков в первичной обмотке. Кривые зависимостей выходной мощности от частоты характеризуют работу PWR-SMP210 на различных частотах. Для получения максимальной мощности в каждом случае использовались несколько различных трансформаторов, оптимизированных для каждой частоты. Кривые иллюстрируют выбор оптимального соотношения между потерями мощности при питании переменным и постоянным током в пределах устройства. Поскольку потери на переменном токе повышаются с частотой, потери на постоянном токе и выходная мощность должны быть уменьшены, чтобы сохранить ту же самую максимальную рассеиваемую мощность устройства.

Рис. 18. Схема источника питания на 5 8, 5 Вт с использоаанием PWR-SMP210

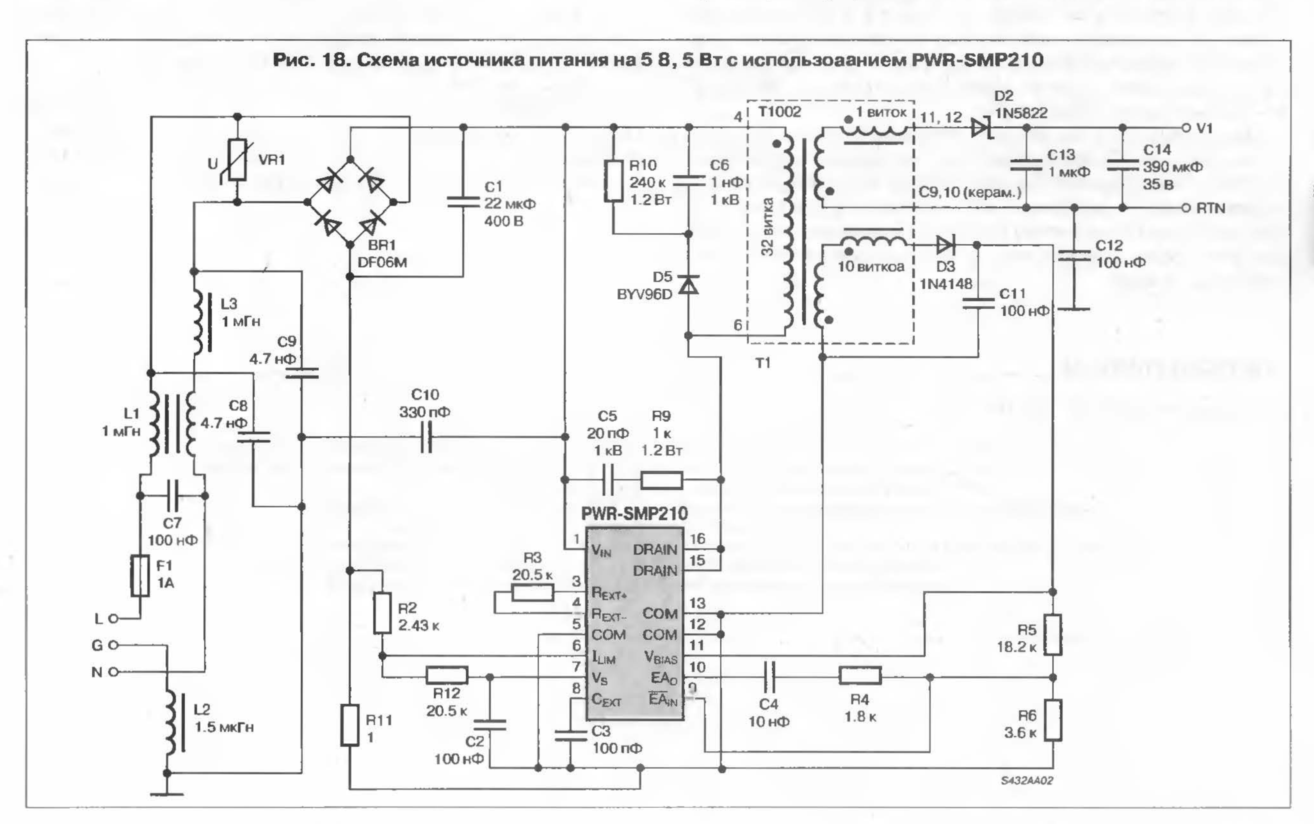
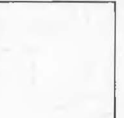
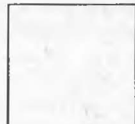


СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ 1080ЕУ1

Аналоги:
TDA8380

Товарные знаки фирм изготовителей





ОСОБЕННОСТИ

- Двухуровневая система защиты от перегрузки по току
- Защита от низкого и высокого питающих напряжений за пределами допустимого рабочего диапазона
- Защита при коротком замыкании мощного ключа
- Защита от перенапряжений при холостом ходе
- Возможность плавного (или мягкого) запуска
- Работа на фиксированной частоте от 10 до 100 кГц с возможностью синхронизации
- Возможность реализации дистанционного включения и выключения
- Возможность коррекции работы источника по внешним цепям
- Возможность защиты по току первичной цепи
- Чувствительность к размагниченности сердечника трансформатора

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1080ЕУ1 представляет собой схему управления импульсным источником питания бытовой радио и телевизионной аппаратуры. ИС управляет мощным МОП или биполярным транзисторами и выполняет все регулирующие и предохранительные функции, обеспечивающие надёжную работу импульсных источников питания с рабочими частотами от 10 до 100 кГц.

Микросхема предполагает многообразные варианты для реализации импульсных источников питания с различными возможностями. Существует возможность управления с помощью напряжения обратной связи, модулированного напряжением, пропорциональным току через мощный ключ. Возможна реализация безрелейного дежурного режима при дистанционном выключении импульсного источника питания.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
КР1080ЕУ1	DIP-16

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы TDA8380 — см. стр. 124.

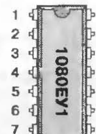
ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

Напряжение питания .... 9...20 В
Напряжение первого уровня защиты по выводу [13] ... 0.19...0.21 В
Напряжение второго уровня защиты по выводу [13] . −0.01...+0.01 В
Порог усилителя ошибки при $V_П$ = 8.5...20 В .... 2.4...2.6 В
Максимальный ток потребления:
рабочий .... 15 мА
до выхода в рабочий режим .... 0.15 мА
Максимальный вытекающий выходной ток по выводу [1] ... 750 мА
Максимальный втекающий выходной ток по выводу [16]:
пиковое значение .... 2500 мА
среднее значение .... 250 мА
Максимальный рабочий цикл .... 75...85%
Диапазон частот .... 10...100 кГц
Минимальная длительность импульса синхронизации ..... 0.5 мкс

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

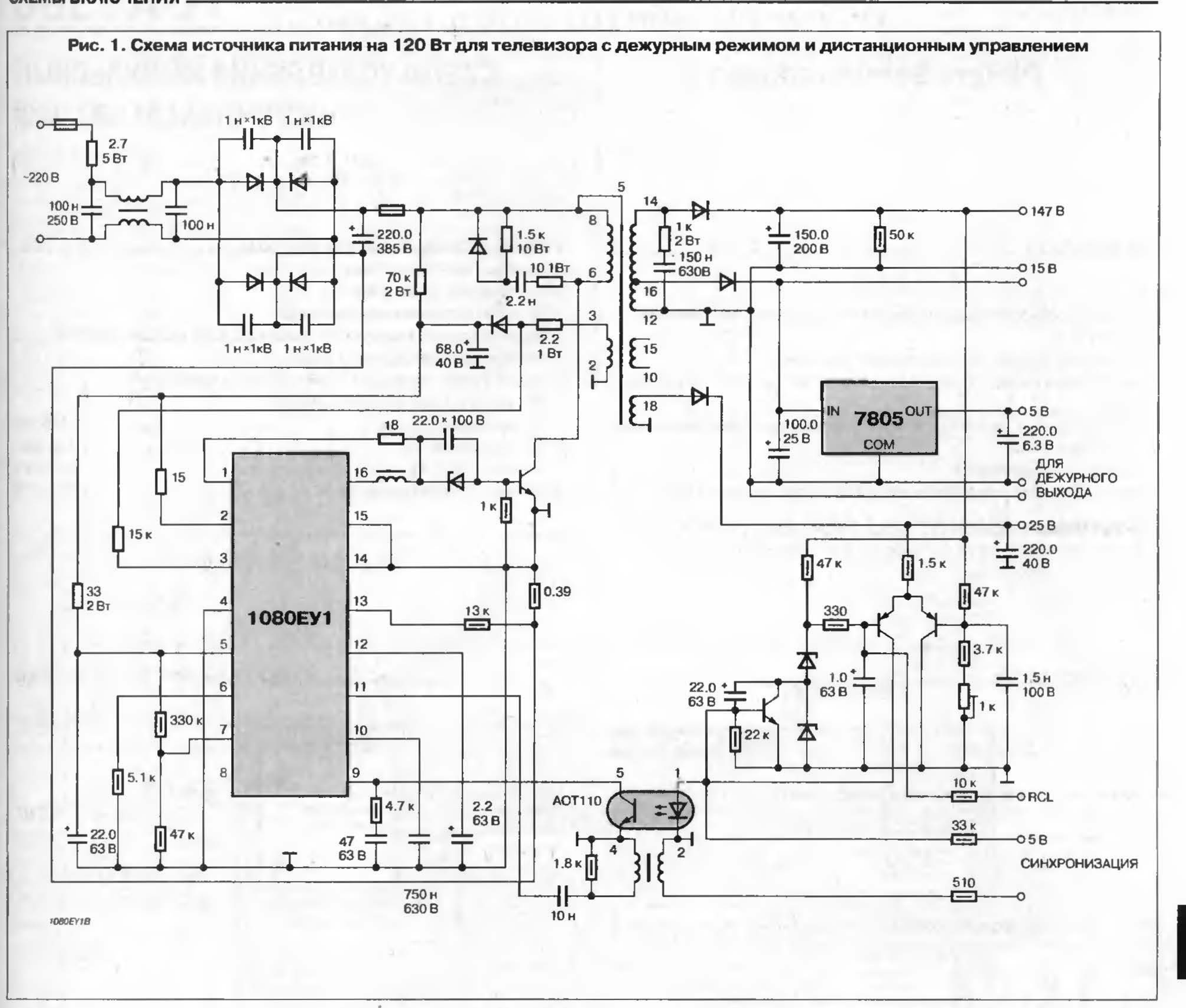
Пластмассовый корпус типа DIP-16

Эмиттер прямого управляющего транзистора	1	16	Коллектор обратного управляющего транзистора
Коллектор прямого управляющего транзистора	2	15	Эмиттер обратного управляющего транзистора
Вход детектора размагниченности	3	14	Общий (Земля)
Вход управления низким уровнем напряжения отключения	4	13	Вход защиты от тока перегрузки
Напряжение питания	5	12	Вход плавного запуска
Подключение резистора установки основного источника тока	6	11	Вход внешней синхронизации
Вход считывания напряжения обратной связи	7	10	Вывод подключения ёмкости генератора
Выход стабилизации усилителя ошибки	8	9	Вход установки рабочего цикла



СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Схема источника питания на 120 Вт для телевизора с дежурным режимом и дистанционным управлением



Philips Semiconductors

TDA8380

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Схема инициализации с малым током (не более 150 мкА) и возможностью отключения
- Встроенный "bandgap" источник опорного напряжения
- Мягкий запуск в сочетании с точной установкой максимвльного рабочего цикла (D_{MAX})
- Программируемая защита от пониженного напряжения с одним предустановленным значением
- Защита от перенапряжения
- Усилитель ошибки с генератором передаточной характеристики (TCG)
- Защита от КЗ и обрыва петли обратной связи
- Защита от перагрузки по току
- Двухуровневое ограничение тока
- Защита от насыщения трансформатора
- Мощный выходной каскад (втекающий ток 2.5 А, вытекающий ток 0.75 А)
- Логика подавления сдвоенных импульсов
- Защита от разрушения при КЗ высоковольтного транзистора
- RC-генератор со входом синхронизации
- Напряжение питания, V_{CC} .... 14 В (typ)
- Ток потребления, I_{CC} .... 15 мА (mвх)
- Рабочая частота, f_O .... 10...100 кГц
- Рабочий диапазон температур .... –25...+70°С

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

TDA8380
+V_IN
R_START
R_6
I_REF
V_CC
V_CC(min)
C_OSC
SYNC
C2
E2
C1
E1
V_EE
DUTY
STAB
FB
SS
CURR
DEM
R_S
R_13
–V_IN
ИНИЦИАЛИЗАЦИЯ И ЗАЩИТА ПО ПИТАНИЮ
ИОН
ГЕНЕРАТОР
ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ
ФОРМИРОВАТЕЛЬ УПРАВЛЯЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ
ШИМ
ВЫХОДНАЯ ЛОГИКА
ТРИГГЕР
УПРАВЛЕНИЕ ОТПИРАНИЕМ
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ
ГЕНЕРАТОР ПЕРЕДАТОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ
ТРИГГЕР МЯГКОГО ЗАПУСКА
МГНОВЕННОЕ ЗНАЧЕНИЕ
ПОЦИКЛОВАЯ
ТОКОВАЯ ЗАЩИТА
КОНТРОЛЬ РАЗМАГНИЧЕННОСТИ

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-16

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Эмиттер выходного транзистора (втекающий ток)	E2	1	16	C1	Коллектор выходного транзистора (вытеквющий ток)
Коллектор выходного транзистора (втекающий ток)	C2	2	15	E1	Эмиттер выходного транзистора (вытекающий ток)
Вход детектора размагниченности	DEM	3	14	V_{EE}	Земля
Установка порогв минимального V_{CC}	V_{CC}(min)	4	13	CURR	Вход защиты от перегрузки по току
Плюс напряжения питания	V_{CC}	5	12	SS	Установка мвксимального коэффициента заполнения плюс мягкий запуск
Установка опорного тока	IREF	6	11	SYNC	Вход синхронизации
Вход обратной связи	FB	7	10	C_{OSC}	Конденсатор генератора
Усилитель выходной ошибки	STAB	8	9	DUTY	Вход широтно-импульсного модулятора

TDA8380A

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TDA8380 предназначена для использования в качестве схемы управления недорогим импульсным источником питания телевизоров, мониторов и небольшого промышленного оборудования. В схеме используется управление рабочим циклом при фиксированной рабочей частоте.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Прибор	Температура, °C	Корпус
TDA8380	–25...+70	DIP-16

Рис. 1. Зависимость предельно-допустимой рассеиваемой мощности от температуры среды

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Параметр		Символ	Значение: не менее	типовое	не более	Единица измерения
Напряжение	выв. 5 (V_{CC})		–0.5	—	20	В
	выв. 1, 2, 4 и 16		–0.5	—	V_{CC}	В
	выв. 3 и 13		–0.5	—	0.5	В
	выв. 7 и 9		–0.5	—	6.5	В
	выв. 11		0.6	—	V_{CC}	В
Ток	выв. 5 (V_{CC})		0	—	20	мА
	выв. 1		–0.75	—	0	мА
	выв. 2		–0.75	—	0	мА
	выв. 3, 4, 6...8 и 10...12		–10	—	10	мА
	выв. 13		–200	—	10	мА
	выв. 15		–2.5	—	0	А
	выв. 16		0	—	2.5	А
Общая рассеиваемая мощность		P_{TOT}	См. **Рис. 1**			
Температура окружающей среды (при $P_{TOT} \leq 1$ Вт)		T_{AMB}	–25	—	+70	°C
Температура хранения		T_{STG}	–55	—	+150	°C
Тепловое сопротивление кристалл-окр. среда		$P_{TH\,J\text{-}A}$ (max)	—	55	—	°C/Вт

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

при V_{CC} = 14 В, T_A = 25°C, опорный резистор 5 кОм, если не оговорено иное

Параметр		Условия	Символ	Значение: не менее	типовое	не более	Единица измерения
ПИТАНИЕ							
Напряжение питания			V_{CC}	9	—	20	В
Уровень инициализации питания			V_5	15	17	18	В
Защита от повышенного напряжения			V_5	21	23	25	В
Фиксированный минимальный защитный уровень			V_5	7.9	8.4	8.9	В
Гистерезис			dV_{CC}	—	50	—	мВ
Ток потребления	рабочий		I_{CC}	—	—	15	мА
	до инициализации		I_{CC}	—	100	150	мкА
Опорный ток (выв. 4)		Прим. 1	I_4	I_6/5.7	I_6/6	I_6/6.4	мА
Установка порогового уровня V_{CC}(min)			V_5	3.6V_4	3.8V_4	4.2V_4	В
Напряжение ограничителя		при 20 мА		21.5	23.5	25.5	В
ИОН							
Опорное напряжение			V_{REF}	2.4	2.5	2.6	В
Диапазон тока			I_{REF}	200	—	800	мкА
Изменение опорного напряжения от тока I_6		I_6 = 200...800 мкА	dV_{REF}	–20	—	+20	мВ
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ (УО)							
Пороговое напряжение		V_{CC} = 8.5...20 В	V_7	2.4	2.5	2.6	В
Входной ток			I_7	0	—	5	мкА
Втекающий выходной ток		при 1.2 В	I_8	1	—	—	мА
Вытекающий выходной ток		при 5.5 В	I_8	80	100	130	мкА
Коэффициент усиления			A_0	—	100	—	дБ
Полоса пропускания			BW	—	5	—	МГц
Входной ток DUTY (выв. 9)		Прим. 1	I_9	I_6/5.7	I_6/6	I_6/6.3	мА
Верхний порог защиты FB (выв. 7)			V_7	2.95	3.1	3.25	В
Температурный коэффициент порогового напряжения			dV_7/dT	—	100	—	10^{-6}/К

3

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Параметр		Условия	Символ	Значение			Единица измерения
				не менее	типовое	не более	
ФУНКЦИЯ TCG (Рис. 7)							
Передаточная характеристика			dD/dV_7	—	32	—	%/В
Минимальный коэффициент заполнения			D_{MIN}	—	12	—	%
Ширина плато			V_7	—	200	—	мВ
МЯГКИЙ ЗАПУСК							
Передаточная характеристика			dD/dV_{12}	—	23.8	—	%/В
Входной ток		Прим. 1	I_{12}	I_6/5.7	I_6/6	I_6/6.3	мА
Втекающий ток при неисправности		при 0.5 В	I_{12}	8	—	—	мА
Фиксированный максимальный коэффициент заполнения			D_{MAX}	75	80	85	%
Фиксированный ток		при 0.5 В	I_{12}	—	–2	—	мА
ВЫХОДНОЙ КАСКАД							
Транзистор вытекающего тока	Падение напряжения по отношению к V_{CC}	при 0.75 А	$V_{CC} - V_1$	—	2	—	В
	Ток смещения	$V_{CC} - V_1 = 15$ В	$-I_1$	25	—	100	мкА
	Диапазон рабочего тока		$-I_1$	0	—	0.75	А
Транзистор втекающего тока (**Рис. 10**)	Напряжение насыщения	при 2.5 А	$V_{16} - V_{15}$	—	2	—	В
		при 1 А	$V_{16} - V_{15}$	—	1.5	—	В
		при 10 мА	$V_{16} - V_{15}$	—	0.3	—	В
	Ток утечки	$V_{16} - V_{15} = 20$ В	I_{16}	—	—	1	мкА
	Скорость спада	dV_{16-15}	dV_{16-15}/dt	—	0.2	—	В/нс
Диапазон рабочих токов	Пиковое значение		I_{16}	0	—	2.5	А
	Среднее значение		I_{16}	—	—	250	мА
ГЕНЕРАТОР							
Напряжение высокого уровня			V_{10}	—	5	—	В
Напряжение низкого уровня			V_{10}	—	1.4	—	В
Зарядный ток		Прим. 1	I_{10}	I_6/5.7	I_6/6	I_6/6.3	мА
Частотный диапазон			f_O	10	—	100	кГц
Частота		$R_6 = 5$ кОм, $C_{10} = 680$ пФ	f_O	27	28.3	30	кГц
Температурный коэффициент частоты			df/dT	—	100	—	10^{-6}/К
СИНХРОНИЗАЦИЯ							
Минимальная ширина синхроимпульса			t_{11}	—	—	0.5	мкс
Порог включения			V_{11}	0.7	0.85	0.9	В
Входной ток			I_{11}	2.5	5.0	7.5	мкА
Порог отключения			V_{11}	4.2	5.6	6.0	В
Входное напряжение		при –700 мкА	V_{11}	390	—	550	мВ
ВХОД ДЕТЕКТОРА РАЗМАГНИЧЕННОСТИ							
Напряжение на входе		при 0 А	V_3	—	690	—	мВ
Входной ток		при 0 В	I_3	-30	-40	-55	мкА
Токовый диапазон фиксирующих схем			I_3	-10	—	+10	мА
Положительный уровень фиксации		при 10 мА	V_3	—	950	—	мВ
Отрицательный уровень фиксации		при –10 мА	V_3	—	-800	—	мВ
ТОКОВАЯ ЗАЩИТА							
Входной ток		Прим. 1	I_{13}	I_6/5.7	I_6/6	I_6/6.3	мА
Первый порог			V_{13}	190	200	210	мВ
Второй порог			V_{13}	-10	0	10	мВ
Задержка переключения выхода от уровня 1		Импульс на выв. 13 от 300 мВ до 100 мВ; $I_O = 500$ мА	—	—	350	—	нс
Задержка переключения выхода от уровня 2		Импульс на выв. 13 от 300 мВ до –200 мВ; $I_O = 500$ мА	—	—	300	500	нс
Первый порог, включая R_{13} (12 кОм)		$R_6 = 5$ кОм	—	—	-800	—	мВ
Порог определения обрыва вывода			V_{13}	—	3.5	—	В

Примечание
1. Во всём диапазоне рабочего тока I_6: 200...800 мкА.

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TDA8380 представляет собой схему управления импульсным источником питания с внешним ключевым транзистором.

ПИТАНИЕ

Прибор предназначен для использования в первичной цепи (primary side) импульсного источника питания и может питаться от дополнительной обмотки трансформатора.

Для инициализации схемы используется высокоомный резистор, включённый между выпрямленным входным напряжением и выводом питания (выв. [5]), через него происходит медленный заряд подключённого к этому выводу конденсатора. Когда напряжение на конденсаторе превысит уровень инициализации (типовое значение 17 В), прибор запускается, при этом коэффициент заполнения постепенно увеличивается схемой мягкого запуска. Через короткий промежуток времени схема начинает питаться от дополнительной обмотки трансформатора. Значение резистора определяется требуемым временем заряда конденсатора. В большинстве случаев 1 с является вполне приемлемой задержкой между включением и запуском источника питания.

Напряжение питания должно составлять 9...20 В. Вывод питания защищён стабилитроном на 23 В. Схема защиты активируется, когда стабилитрон проводит ток. После инициализации начинается процедура мягкого запуска, при этом выход блокирован. Ток потребления прибора в период инициализации не превышает 150 мкА.

Когда напряжение питания падает ниже минимального уровня, прибор отключается и повторяется процедура запуска. Порог минимального питающего напряжения (V_{CC}(min)) может быть установлен в диапазоне от 8.4 В (предустановленное значение) до 17 В внешним резистором, включённым между выводом V_{CC}(min) (выв. [4]) и землёй (выв. [14]) (См. **Рис. 2**).

При выборе напряжения инициализации и минимального напряжения питания следует учесть следующее:

— разница между двумя напряжениями должна быть достаточно большой для компенсации снижения напряжения питания в процессе запуска;

— значение минимального напряжения питания должно быть достаточно большим, чтобы гарантировать корректное управление высоковольтным транзистором; высокий защитный уровень позволяет использовать резистор с большим сопротивлением последовательно с базой транзистора.

Для работы с батарейным питанием вывод V_{CC}(min) соединяется с V_{CC}, схема мягкого запуска блокируется, и прибор начинает работать, когда V_{CC} превышает защитный уровень 8.4 В (этот уровень имеет гистерезис величиной приблизительно 50 мВ). В этих условиях ток через прибор протекает постоянно.

БЛОК ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Источник опорного напряжения (ИОН), построенный по принципу "bandgap", выдаёт стабильное напряжение 7 В для питания большинства внутренних схем, что позволяет уменьшить размер кристалла и увеличить его надёжность. Схемы, подключённые к V_{CC}:

— схема инициализации;

— выходные каскады;

— последовательный транзистор стабилизатора напряжения.

Резистор R_6, соединённый со входом I_{REF}, определяет величину опорного тока, который в свою очередь определяет шесть других приборных установок.

Часть опорного тока используется для заряда ёмкости генератора C_{10}, следовательно время заряда пропорционально $R_6 \times C_{10}$. Максимальный коэффициент заполнения D_{MAX} определяется отношением R_6/R_{12} и устанавливается резистором R_{12}, подключённым к выводу [12]. Минимальное напряжение питания (выв. [5]) устанавливается резистором R_4 на входе V_{CC}(min) и определяется по формуле:

$$\frac{4}{6} \times V_6 \times \frac{R_4}{R_6}.$$

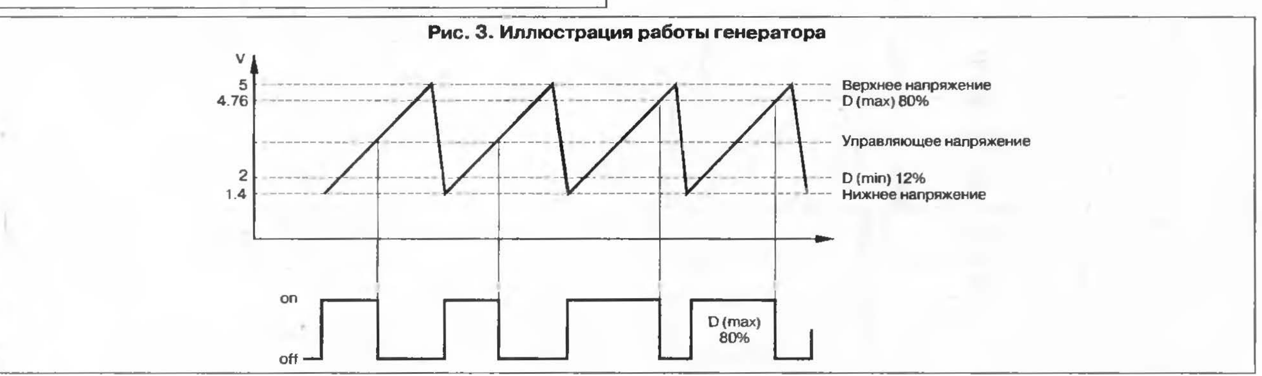
ГЕНЕРАТОР

Конденсатор генератора заряжается и разряжается между нижним и верхним уровнями напряжения (типовое значение 1.4 В и 5 В), которые определяет ИОН. Ток заряда составляет 1/6 опорного тока, ток разряда равен опорному току. Период, следовательно, определяется выражением: $10 \times R_6 \times C_{10}$.

Пилообразное напряжение генератора преобразуется в бистабильный выходной сигнал, при этом ВЫСОКИЙ выходной уровень соответствует периоду нарастания напряжения на конденсаторе. Генератор может быть синхронизирован посредством вывода SYNC. Когда этот вывод подключён к V_{CC}, генератор находится в режиме свободной генерации. Если напряжение на выводе SYNC находится в пределах 0.85...5.6 В, генератор останавливается на уровне нижнего напряжения, прежде чем перейти к фазе нарастания напряжения.

Рис. 2. Установка минимального защитного уровня V_{CC}

Рис. 3. Иллюстрация работы генератора



3

СИНХРОНИЗАЦИЯ

Вход синхронизации (выв. 11) может управляться оптопарой или слабосвязанным импульсным трансформатором.

Рис. 4а иллюстрирует синхронизацию в условиях порога 0.85 В при подаче цифрового сигнала на вход SYNC (например, оптопара между выв. 11 и V_{CC}); коэффициент заполнения импульса не очень важен. Генератор стартует с первым отрицательным фронтом синхросигнала после того, как достигнут нижний уровень напряжения. Частота синхронизации должна быть ниже частоты свободной генерации. Синхронизация не должна влиять на период, так как это нарушит установки максимального коэффициента заполнения.

На **Рис. 4б** используется синхронизация с порогом запрета 5.6 В. В этом случае генератор стартует по положительному фронту импульса синхронизации.

Рис. 5 иллюстрирует синхронизацию при использовании импульсного трансформатора. Внутренние схемы обеспечивают смещение по постоянному току, которое информирует прибор о наличии (выбросы относительно 0 В на выходе импульсного трансформатора) или отсутствии (0 В (DC) на выходе импульсного трансформатора) импульсов синхронизации. Когда синхронизация не используется, вывод SYNC должен быть соединён с V_{CC}, он не должен быть соединён непосредственно с землёй или оставлен открытым.

Рис. 4а. Синхронизация при использовании оптопары и порогового уровня 0.85 В

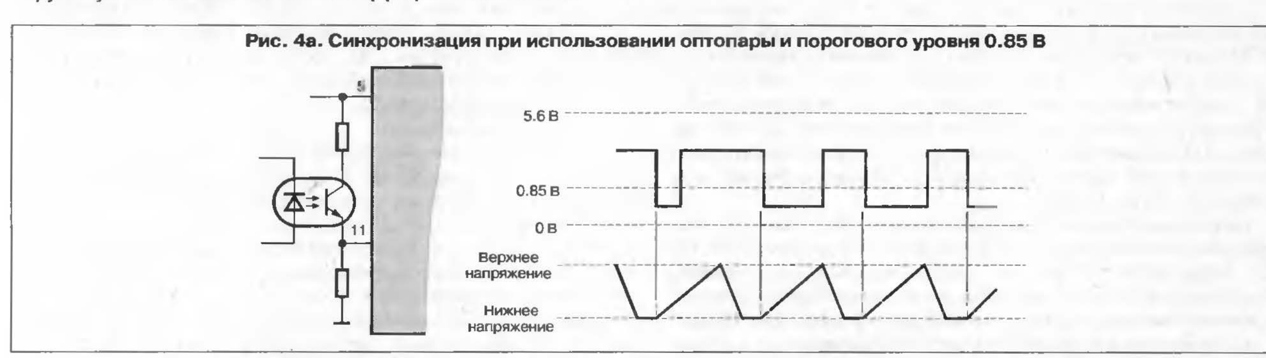


Рис. 4б. Синхронизация при использовании оптопары и порогового уровня 5.6 В

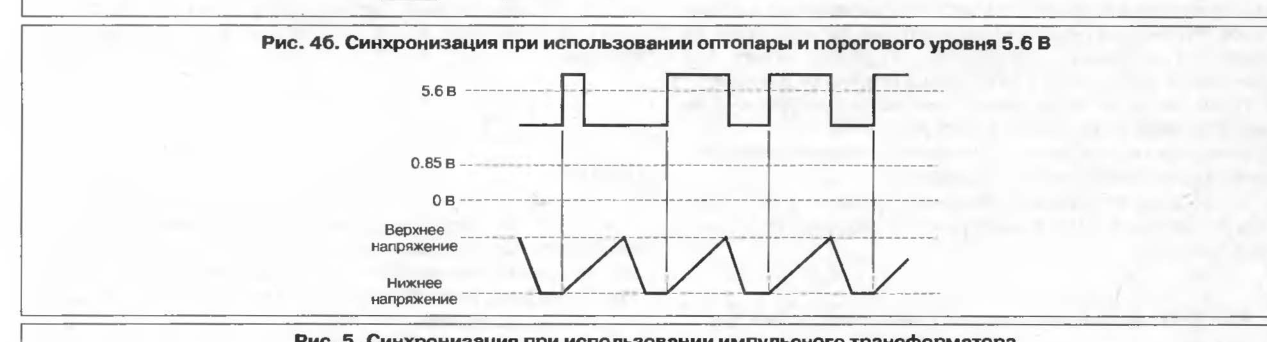
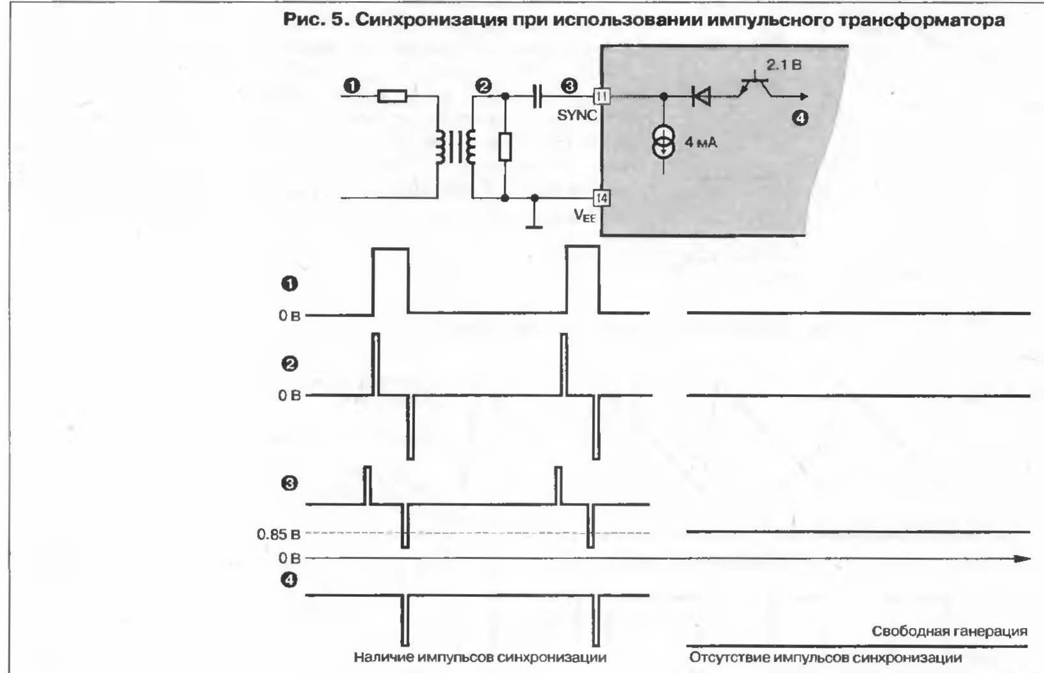


Рис. 5. Синхронизация при использовании импульсного трансформатора



УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ

Усилитель ошибки сравнивает напряжение обратной связи (ОС) с опорным напряжением (2.5 В). Выход усилителя на выводе [8] допускает установку усиления. Усилитель стабилен при усилении свыше 20 дБ.

Выход усилителя ошибки не имеет внутренней связи с широтно-импульсным модулятором (ШИМ). Один вход ШИМ доступен как вывод DUTY через схему Формирователя Управляющего Напряжения (CSL — Control Slicing Level). Как правило, выводы STAB и DUTY соединены, но возможно также и прямое управление выводом [9] от вторичной цепи (secondary side) трансформатора через оптопару. Можно получить токовое управление смешением сигнала STAB с сигналом первичной цепи перед подачей его на вход DUTY.

Вход обратной связи FB (выв. [7]) используется как вход схемы Генератора Передаточной Характеристики (TCG — Transfer Characteristic Generator), которая обеспечивает заданный коэффициент заполнения при низких напряжениях на FB. На **Рис. 6** коэффициент заполнения представлен как функция напряжений на входах FB, DUTY и SS. Определяющим является вход, который даёт наименьший коэффициент заполнения.

Левая кривая отражает процесс мягкого запуска (на выводе мягкого запуска, выв. [12]), когда коэффициент заполнения медленно линейно увеличивается по отношению к V_{12}. Правая кривая начинается при запуске. Напряжение FB медленно увеличивается от 0, при этом коэффициент заполнения увеличивается с 12% до максимального значения D_{MAX}. Через несколько сотен миливольт напряжение FB достигает начала кривой регулирования (приблизительно 2.5 В). Область плато между достижением D_{MAX} и началом кривой регулирования делают по возможности меньшей (типовое значение 200 мВ).

Благодаря характеристикам TCG и тому факту, что при открытом входе DB, на нём присутствует низкое напряжение, разомкнутая и коротко-замкнутая петля ОС приводит к низким коэффициентам заполнения. При использовании в усилителе ошибки обратной связи по постоянному току, при выборе значения резистора ОС следует учитывать нагрузочную способность усилителя ошибки.

Когда вход ШИМ (выв. [9]) управляется оптопарой, при подаче на вход FB грубого первичного напряжения можно использовать TCG. В этой ситуации разомкнутая петля ОС вызовет увеличение напряжения на FB, тогда как коэффициент заполнения достигает максимального значения. При превышении напряжением FB опорного уровня 0.7 В, включается мягкий запуск.

Рис. 6. Коэффициент заполнения как функция напряжений FB, SS и DUTY

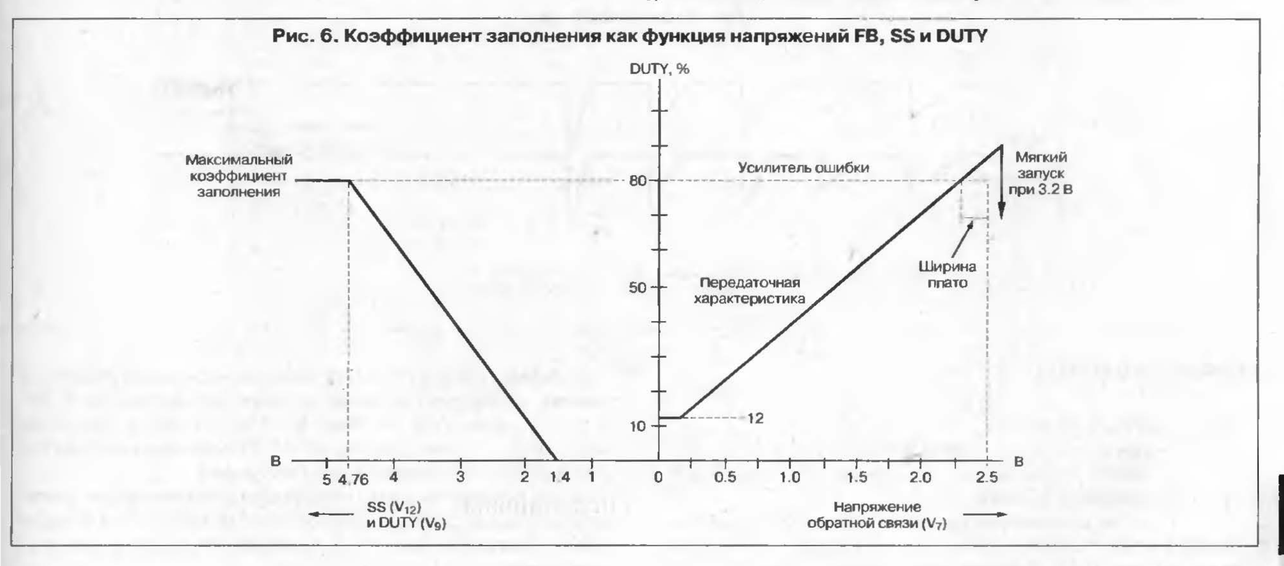


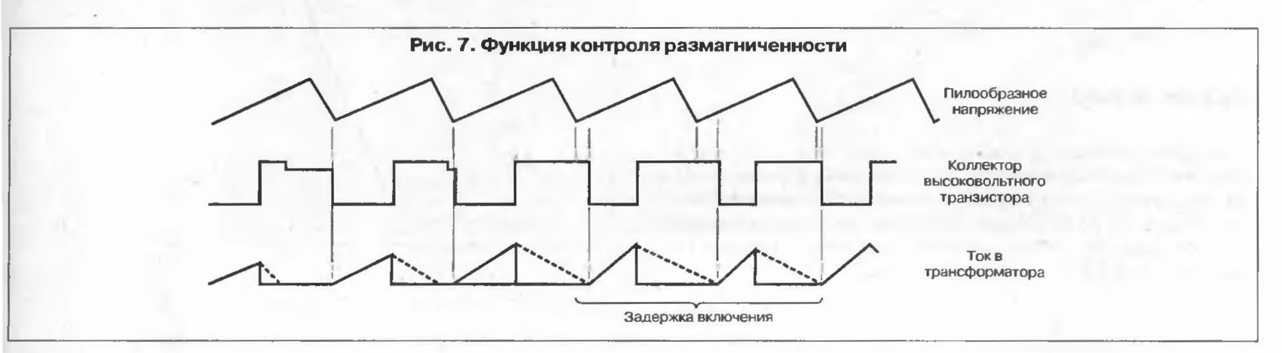
СХЕМА КОНТРОЛЯ РАЗМАГНИЧЕННОСТИ

Для того, чтобы источник питания работал в режиме прерывистого тока, имеется вход задержки включения высоковольтного транзистора до тех пор, пока ток трансформатора не упадет до нуля. Это эффективный путь избежать насыщения трансформатора.

Временные диаграммы на **Рис. 7** иллюстрируют контроль размагниченности применительно к типовой схеме включения.

До тех пор, пока напряжение дополнительной обмотки (используемой также для питания) превышает 0.6 В (V_3), переключение выхода блокируется.

Рис. 7. Функция контроля размагниченности



3

ЗАЩИТА ОТ ПЕРЕГРУЗКИ ПО ТОКУ

Схема защиты о перегрузки по току (выв. [13]) отслеживает напряжение на резисторе R_S (см. структурную схему), пропорциональное току первичной обмотки. Это генерируемое напряжение отрицательно при соединении эмиттера высоковольтного мощного транзистора с землёй (такое включение обеспечивает лучшую защиту от возможного короткого замыкания перехода коллектор-эмиттер мощного транзистора). Благодаря падению напряжения на резисторе R_{13}, происходит сдвиг уровня напряжения, и на выводе [13] сигнал имеет положительную величину. Это напряжение устанавливается опорным током на выводе [13] и определяется номиналом резистора R_6 (выв. [6]):

$$\frac{1}{6} \times \frac{V_{REF}}{R_6}.$$

Следовательно,

$$V_{SHIFT}(V_{R13}) = \frac{V_{REF}}{6} \times \frac{R_{13}}{R_6} \text{ или } 0.416 \times \frac{R_{13}}{R_6} \text{ (В)}.$$

Напряжение контроля положительного тока на выв. [13] сравнивается с двумя уровнями напряжения: первый уровень = 0.2 В, а второй уровень = 0 В (см. **Рис. 8**).

Первый защитный уровень отключает высоковольтный транзистор на цикл и переводит источник питания в непрерывный режим с поцикловым ограничением тока.

Второй уровень защиты активизируется только тогда, когда происходит очвнь быстрое нарастание первичного тока, что может произойти при коротком замыкании на выходе. В этом режиме высоковольтный транзистор быстро отключается и активируется процедура мягкого запуска.

Разница между первым и вторым уровнями пикового тока первичной цепи устанавливается резистором R_S:

$$I_2 - I_1 = \frac{0.2}{R_S}.$$

Абсолютные пиковые значения устанавливаются резисторами R_6 и R_{13}:

$$I_2 \times R_S = 0.416 \times \frac{R_{13}}{R_6} \text{ или } I_1 \times R_S = (0.416 \times \frac{R_{13}}{R_6}) - 0.2.$$

Рис. 8. Защита по току

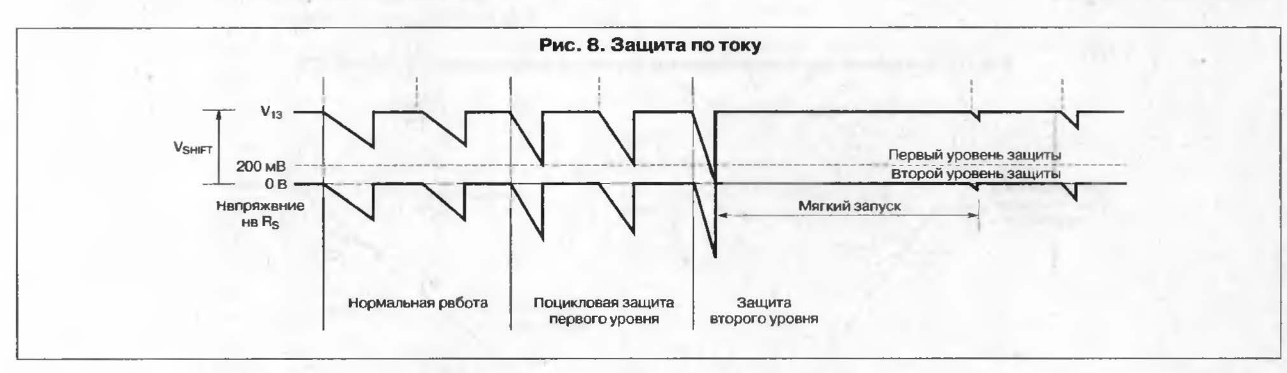


СХЕМА МЯГКОГО ЗАПУСКА

Мягкий запуск происходит:

— при включении источника питания;

— после срабатывания защиты по току, описанной в предыдущем разделе;

— после достижения V_{CC} верхнего или нижнего порога.

Конденсатор на входе SS разряжается, и когда напряжение на нём падает ниже 0.5 В, устанавливается триггер мягкого запуска, после чего схема готова для мягкого запуска. "Мёртвое" время (в течение которого ёмкость на входе SS заряжается до нижнего уровня пилообразного напряжения 1.4 В) до начала регулирования коэффициента заполнения минимально. Вход SS может также использоваться для установки D_{MAX}, для этого требуется подключение резистора между этим входом и землёй. Напряжение на этом резисторе ограничено величиной

$$\frac{1}{6} \times V_{REF} \times \frac{R_{12}}{R_6}.$$

ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ

Выходные каскады построены на двух составных *n-p-n*-транзисторах, их коллекторы и эмиттеры подключены к разным выводам (см. структурную схему). Верхний транзистор обеспечивает прямой вытекающий ток до 0.75 А для управления высоковольтным транзистором, тогда как нижний транзистор пропускает возвратный втекающий ток до 2.5 А.

Для малых токов до 10 мА напряжение насыщения нижнего составного транзистора аналогично напряжению насыщения простого *n-p-n*-транзистора (см. **Рис. 9**). При включении транзистора скорость нарастания напряжения *dV/dt* внутрисхемно ограничена для снижения интерференционных искажений.

При использовании схемы следует обратить внимание на подключение выходных выводов для избежания генерации или интерференции, вызванной паразитной индуктивностью и сопротивлением проводников.

При запуске от вывода V_{CC} к E2 течёт небольшой ток предварительного заряда последовательной ёмкости выхода (см. структурную схему).

Рис. 9. Кривая насыщения

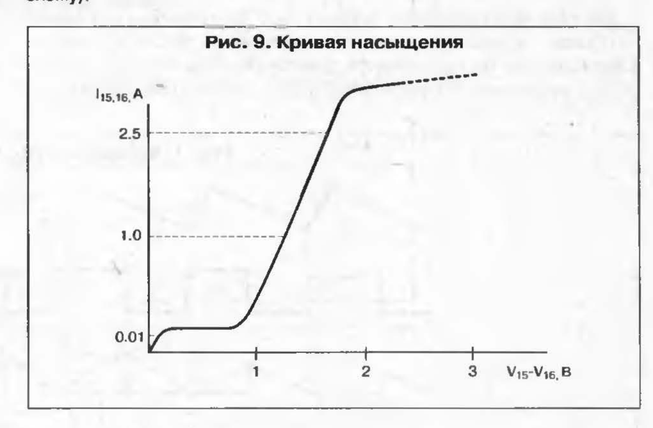


Рис. 10. Схемотехника входных и выходных цепей

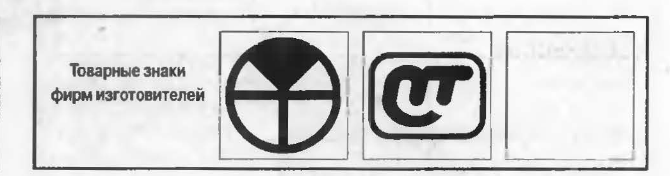
SCL — Формирователь управляющего напряжения

3

МОЩНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР 1155ЕУ2

Аналог
L296

Товарные знаки фирм изготовителей



ОСОБЕННОСТИ

- Выходной ток .... 4 А
- Выходное напряжение .... 5.1...40 В
- Рабочий цикл .... 0...100%
- Встроенный источник опорного напряжения
- Рабочая частота .... до 200 кГц
- Высокий КПД .... до 90%
- Небольшое количество внешних компонентов
- Мягкий запуск
- Схема управления тиристорной защитой
- Входы блокировки и синхронизации ШИМ
- Защита от перегрева

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа MULTIWATT-15 (HZIP-15)

15	CBO	Выход защиты
14	RESETO	Выход сброса
13	RESETD	Задержка сброса
12	RESETI	Вход сброса
11	OSC	Генератор
10	FB	Вход обратной связи
9	FCOMP	Частотная коррекция
8	GND	Общий вывод, земля
7	SYNC	Вход синхронизации
6	INHI	Вход блокировки
5	SS	Мягкий запуск
4	I_{LIM}	Ограничение тока
3	V_{CC}	Напряжение питания
2	OUT	Выход
1	CBI	Вход защиты

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1155ЕУ2 представляет собой понижающий импульсный стабилизатор с выходным током до 4 А и выходным напряжением от 5.1 до 40 В. Прибор является аналогом стабилизатора L296. К особенностям схемы можно отнести: мягкий запуск, дистанционное выключение, защиту от перегрева, выход сброса и вход синхронизации компаратора ШИМ при многоканальном режиме работы.

Эффективная работа на частотах до 200 кГц позволяет уменьшить размеры и стоимость элементов фильтра. При перенапряжении на входе контроля напряжения специальный драйвер открывает внешний тиристор защиты.

ТИПОНОМИНАЛЫ

КР1155ЕУ2

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы L296. См. стр. 133.

СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

Не имеет отличий от схемы применения L296. См. стр. 141.

L296/P

МОЩНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР

ОСОБЕННОСТИ

- Выходной ток....4 A
- Выходное напряжение....5.1...40 В
- Рабочий цикл....0...100%
- Встроенный ИОН с допуском....±2%
- Рабочая частота....до 200 кГц
- Очень высокий КПД....до 90%
- Небольшое количество внешних компонентов
- Мягкий запуск
- Выход сброса
- Внешняя установка порога ограничения тока (L296P)
- Схема управления тиристорной защитой (crowbar)
- Входы блокировки и синхронизации ШИМ
- Защита от перегрева

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы L296 и L296P представляют собой понижающие импульсные стабилизаторы с выходным током до 4 А и выходным напряжением от 5.1 до 40 В.

Характерными особенностями приборов являются: мягкий запуск, дистанционная блокировка, защита от перегрева, выход сброса микропроцессора и вход синхронизации компаратора ШИМ при многоканальном режиме работы. В схеме L296P предусмотрено внешнее программирование порогового значения тока.

Приборы L296/P поставляются в 15-выводных пластмассовых корпусах типа MULTIWATT и требуют небольшого количества внешних компонентов.

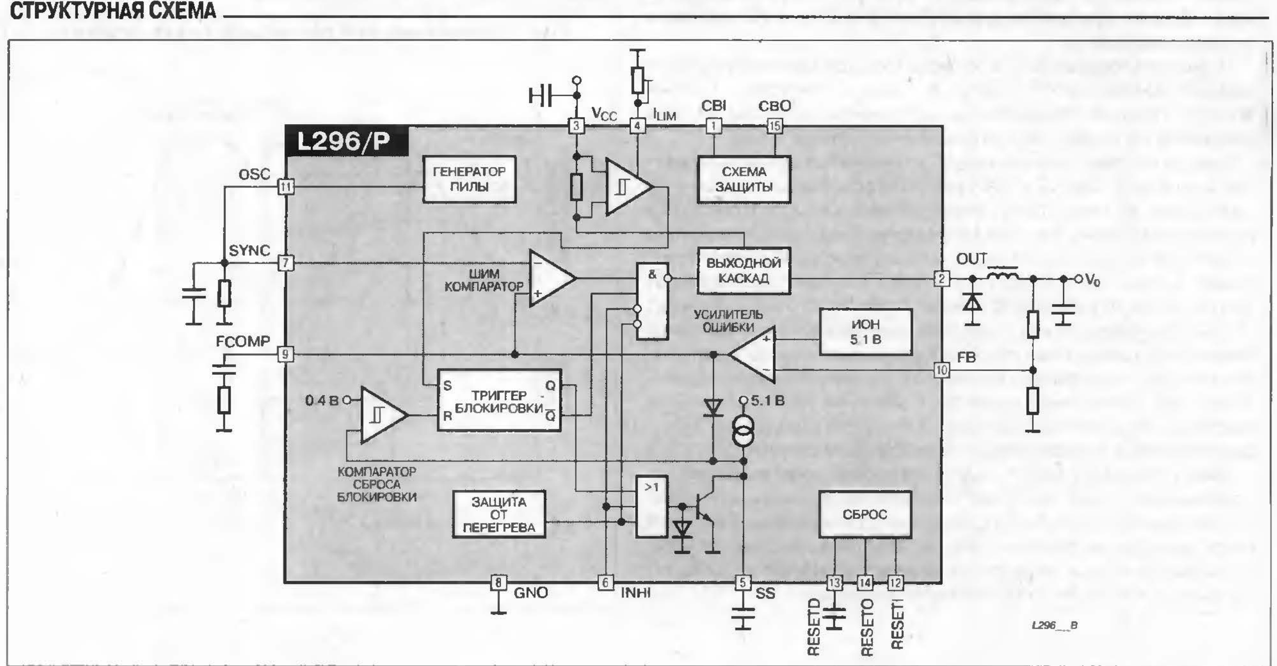
Эффективная работа на частотах до 200 кГц позволяет уменьшить размеры и стоимость элементов фильтра. При перенапряжении на входе контроля напряжения специальный драйвер открывает внешний тиристор защиты.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

ТИПОНОМИНАЛЫ

Прибор	Расположение выводов	Корпус
L296	Вертикальное	HZIP-15
L296P	Вертикальное	HZIP-15
L296HT	Горизонтальное	HZIP-15
L296PHT	Горизонтальное	HZIP-15

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ОПИСАНИЕ ВЫВОДОВ

Вывод	Символ	Описание
1	CBI	Вход контроля напряжения для защиты от перенапряжения. Обычно соединяется с входом обратной связи, включает тиристор, когда V_{OUT} превышает номинальное значение на 20%. Может также контролировать вход, при этом для повышения порога может быть добавлен делитель напряжения. Если тиристор не используется, данный вывод соединяется с землёй
2	OUT	Выход импульсного стабилизатора
3	V_{CC}	Напряжение питания. Вход нестабилизированного напряжения. Питание внутренней логики через встроенный стабилизатор
4	I_{LIM}	Порог ограничения тока, устанааливается резистором между этим выводом и землёй. Если этот вывод оставить неподключённым, порог имеет значение, установленное по умолчанию
5	SS	Мягкий запуск. Конденсатор, включённый между этим выводом и землёй, определяет постоянную времени мягкого запуска, а также средний выходной ток КЗ
6	INHI	Вход блокировки. Дистанционная блокировка с ТТЛ-уровнем управления. Прибор блокируется высоким уровнем на этом выходе
7	SYNC	Вход синхронизации. Несколько микросхем L296 могут быть синхронизированы путём соединения их выводов SYNC вместе, при этом RC-цепь одна для всех микросхем
8	GND	Общий вывод, земля
9	FCOMP	Частотная компенсация. Последовательная RC-цепь, включённая между этим выводом и землёй, определяет частотную характеристику петли обратной связи
10	FB	Вход обратной связи. При работе от 5.1 В выход соединяется непосредственно с этим выводом, при работе с большими напряжениями используется делитель
11	OSC	Вход генератора. Параллельная RC-цепь, подключённая к этому выводу, определяет частоту переключения. Вывод может быть соединён с выводом [7], если используется внутренний генератор
12	RESETI	Вход схемы сброса с порогом около 5 В. Может подключаться к выводу обратной связи или через делитель к входу
13	RESETD	Задержка сброса. Конденсатор между этим выводом и землёй определяет время задержки сигнала сброса
14	RESETO	Выход сброса с открытым коллектором. Когда напряжение питания в норме, на выходе высокое сопротивление
15	CBO	Выход управления тиристором Crowbar-защиты

РАБОТА СХЕМЫ (СМ. СТРУКТУРНУЮ СХЕМУ)

Микросхемы L296 и L296P представляют собой монолитные понижающие импульсные стабилизаторы с выходным напряжением 5.1...40 В при токе 4 А.

Контур стабилизации состоит из генератора пилообразного напряжения, усилителя ошибки, компаратора и выходного каскада. Сигнал рассогласования, полученный путем сравнения выходного напряжения с напряжением опорного источника 5.1 В ±2%, сравнивается с пилообразным напряжением, в результате чего получаются импульсы с фиксированной частотой и модулированной длительностью для управления выходным каскадом. Усиление и частотная стабильность могут быть подстроены внешней RC-цепью, подключённой к выводу [9]. Прямое подключение даёт выходное напряжение 5.1 В, для получения большего напряжения следует использовать делитель напряжения.

Появление повышенного выходного тока при включении предотвращает схема мягкого запуска. Выход усилителя ошибки ограничен внешней ёмкостью C_{SS}, напряжение на выходе линейно увеличивается по мере заряда ёмкости постоянным током.

Защита от перегрузки по току обеспечивается путём ограничения выходного тока. Ток нагрузки контролируется внутренним металлическим резистором, подключённым к компаратору. Когда ток нагрузки превышает запрограммированный порог, компаратор устанавливает триггер, который отключает выходной каскад и разряжает ёмкость мягкого запуска. Второй компаратор сбрасывает триггер, когда напряжение на конденсаторе мягкого запуска падает до 0.4 В. Выходной каскад, таким образом, включается, и выходное напряжение повышается под управлением цепи мягкого запуска. Если условия перегрузки сохраняются, ограничитель снова срабатывает при превышении порогового значения тока. Средний ток короткого замыкания ограничивается на безопасном уровне "мёртвым" временем, определяемым схемой мягкого запуска.

Схема сброса генерирует выходной сигнал, когда выходное напряжение превышает порог, программируемый внешним делителем. Сигнал сброса генерируется с задержкой, определяемой внешней ёмкостью. Когда напряжение питания падает ниже порогового уровня, на выходе сброса немедленно появляется НИЗКИЙ уровень, так как выход представляет собой открытый коллектор.

Схема защиты от перенапряжения (crowbar) отслеживает выходное напряжение, при этом выход защиты может обеспечить ток до 100 мА для включения внешнего тиристора. Этот тиристор открывается, когда выходное напряжение превышает номинальное значение на 20%. Нет никакой внутренней связи между выходом и входом защиты, поэтому схема защиты может контролировать как выходное, так и входное напряжение.

Схема блокировки имеет ТТЛ-вход и обеспечивает дистанционное включение/выключение прибора. Этот вход активируется ВЫСОКИМ логическим уровнем и блокирует работу схемы. После блокировки стабилизатор L296 перезапускается под управлением схемы мягкого запуска.

Защита от перегрева блокирует работу схемы, когда температура кристалла достигает примерно 150°С, и имеет гистерезис для предотвращения нестабильной работы.

Рис. 1. Временные диаграммы работы схемы сброса

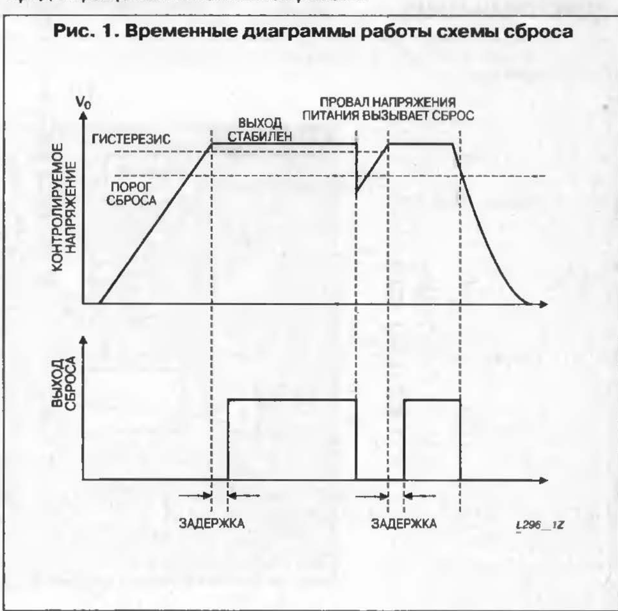


Рис. 2. Временные диаграммы работы схемы мягкого запуска

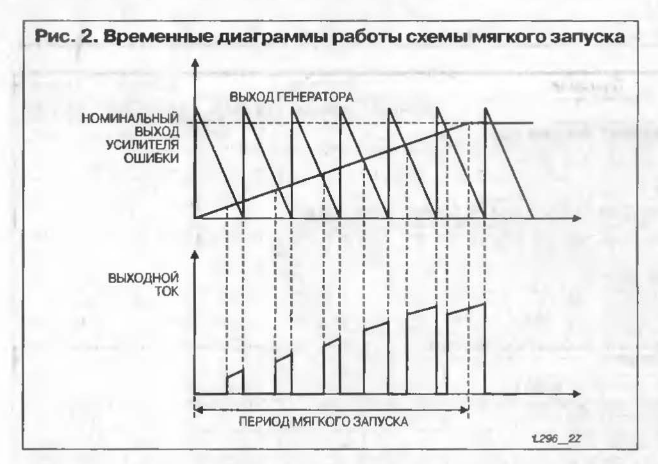
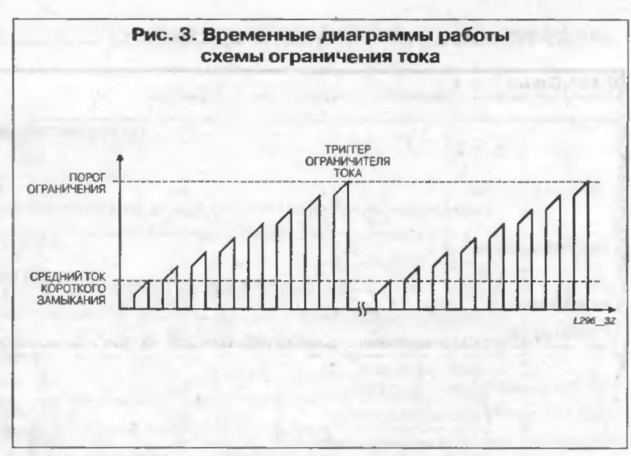


Рис. 3. Временные диаграммы работы схемы ограничения тока



ПРЕДЕЛЬНО-ДОПУСТИМЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Параметр	Симаол	Значение	Единица измерения
Входное напряжение (выв. 3)	V_I	50	В
Напряжение вход-выход	$V_I - V_2$	50	В
Постоянное выходное напряжение	V_2	–1	В
Импульсное выходное напряжение (t = 0.1 мкс, f = 200 кГц)	V_2	–7	В
Напряжение на выв. 1 и 12	V_1, V_{12}	10	В
Напряжение на выв. 15	V_{15}	15	В
Напряжение на выв. 4, 5, 7, 9 и 13	V_4, V_5, V_7, V_9, V_{13}	5.5	В
Напряжение на выв. 6 и 10	V_6, V_{10}	7	В
Напряжение на выв. 14 ($I_{14} \leq 1$ мА)	V_{14}	V_I	В

Параметр	Символ	Значение	Единица измерения
Ток через выв. 9	I_9	1	мА
Ток из выв. 11	I_{11}	20	мА
Ток через выв. 14 ($V_{14} < 5$ В)	I_{14}	50	мА
Рассеиваемая мощность ($T_{CASE} \leq 90$°C)	P_{TOT}	20	Вт
Температура кристалла	T_J	–40...+150	°C
Температура хранения	T_{STG}	–40...+150	°C
Тепловое сопротивление кристалл-корпус	$R_{THJ-CASE}$	3	°C/Вт
Тепловое сопротивление кристалл-окружающая среда	$R_{THJ-AMB}$	35	°C/Вт

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При T_J = +25°C; V_I = 35 В, схема включения на Рис. 4

Параметр	Символ	Условия	Значение: не менее	Значение: типовое	Значение: не более	Единица измерения	Номер рисунка
ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ (ВЫВ. 6 ЗАЗЕМЛЁН, ЕСЛИ НЕ ОГОВОРЕНО ИНОЕ)							
Выходное напряжение	V_O	V_I = 46 В, I_O = 1 А	V_{REF}	—	40	В	4
Входное напряжение	V_I	$V_O = V_{REF}$...36 В, $I_O \leq 3$ А	9	—	46	В	4
		$V_O = V_{REF}$...36 В, I_O = 4 А, прим. 1	—	—	46	В	4
Нестабильность по напряжению	ΔV_O	V_I = 10...40 В, $V_O = V_{REF}$, I_O = 2 А	—	15	50	мВ	4
Нестабильность по току	ΔV_O	$V_O = V_{REF}$, I_O = 2...4 А	—	10	30	мВ	4
		$V_O = V_{REF}$, I_O = 0.5...4 А	—	15	45	мВ	4
Опорное напряжение (выв. 10)	V_{REF}	V_I = 9 В, I_O = 2 А	5.0	5.1	5.2	В	4
Температурный коэффициент опорного напряжения	$\Delta V_{REF}/\Delta T$	T_J = 0...+125°C, I_O = 2 А	—	0.4	—	мВ/°C	—
Падение напряжения между выв. 2 и 3	V_D	I_O = 4 А	—	2.0	3.2	В	4
		I_O = 2 А	—	1.3	2.1	В	4
Порог ограничения тока (выв. 2)	I_{2L}	L296: выв. 4 открыт, V_I = 9...40 В, $V_O = V_{REF}$...36 В	4.5	—	7.5	А	4
		L296P: V_I = 9...40 В, $V_O = V_{REF}$; Выв. 4 открыт	5	—	7	А	4
		L296P: V_I = 9...40 В, $V_O = V_{REF}$; R_{LIM} = 22 кОм	2.5	—	4.5	А	4
Средний входной ток	I_{SH}	V_I = 46 В, КЗ на выходе	—	60	100	мА	4
КПД	η	I_O = 3 А, $V_O = V_{REF}$	—	75	—	%	4
		I_O = 3 А, V_O = 12 В	—	85	—	%	4
Коэффициент подавления пульсаций напряжения питания	SVR	ΔV_I = 2 В (rms), f_{RIPPLE} = 100 Гц, $V_O = V_{REF}$, I_O = 2 А	50	56	—	дБ	4
Рабочая частота (переключений)	f		85	100	115	кГц	4
Нестабильность рабочей частоты	$\Delta f/\Delta V_I$	V_I = 9...46 В	—	0.5	—	%	4
Температурная нестабильность рабочей частоты	$\Delta f/\Delta T_J$	T_J = 0...+125°C	—	1	—	%	4
Максимальная рабочая частота	f_{MAX}	$V_O = V_{REF}$, I_O = 1 А	200	—	—	кГц	—
Температура срабатывания защиты от перегрева	T_{SD}	Прим. 2	135	145	—	°C	—

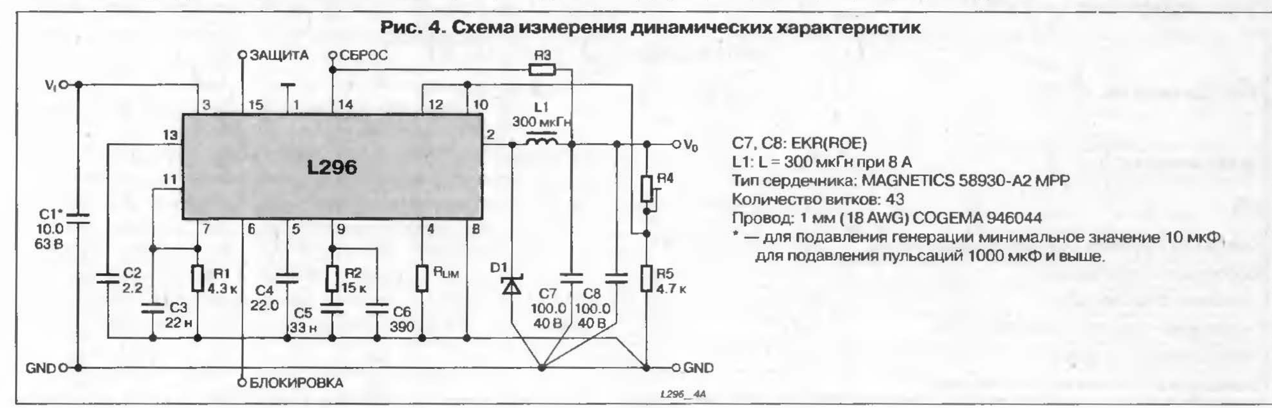
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Параметр	Символ	Условия	Значение			Единица измерения	Номер рисунка
			не менее	типовое	не более		
ХАРАКТЕРИСТИКИ ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ							
Постоянный ток стока	I_{3Q}	V_I = 46 В, V_7 = 0 В, S1: В, S2: В					
		V_6 = 0 В	—	66	85	мА	—
		V_6 = 3 В	—	30	40	мА	—
Выходной ток утечки	$-I_{2L}$	V_I = 46 В, V_6 = 3 В, S1: В, S2: А, V_7 = 0 В	—	—	2	мА	—
МЯГКИЙ ЗАПУСК							
Вытекающий ток	I_{5SO}	V_6 = 0 В, V_5 = 3 В	80	130	150	мкА	6б
Втекающий ток	I_{5SI}	V_6 = 3 В, V_5 = 3 В	50	70	120	мкА	6б
БЛОКИРОВКА							
НИЗКИЙ уровень входного напряжения	V_{6L}	V_I = 9...46 В, V_7 = 0 В, S1: В, S2: В	–0.3	—	0.8	В	6а
ВЫСОКИЙ уровень входного напряжения	V_{6H}	V_I = 9...46 В, V_7 = 0 В, S1: В, S2: В	2	—	5.5	В	6а
Входной ток при НИЗКОМ напряжении на входе	$-I_{6L}$	V_I = 9...46 В, V_7 = 0 В, S1: В, S2: В, V_6 = 0.8 В	—	—	10	мкА	6а
Входной ток при ВЫСОКОМ напряжении на входе	$-I_{6H}$	V_I = 9...46 В, V_7 = 0 В, S1: В, S2: В, V_6 = 2.0 В	—	—	3	мкА	6а
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ							
Выходное напряжение высокого уровня	V_{9H}	V_{10} = 4.7 В, I_9 = 100 мкА, S1: А, S2: А	3.5	—	—	В	6в
Выходное напряжение низкого уровня	V_{9L}	V_{10} = 5.3 В, I_9 = –100 мкА, S1: А, S2: Е	—	—	0.5	В	6в
Выходной втекающий ток	I_{9SI}	V_{10} = 5.3 В, S1: А, S2: В	100	150	—	мкА	6в
Выходной вытвкающий ток	$-I_{9SI}$	V_{10} = 4.7 В, S1: А, S2: D	100	150	—	мкА	6в
Входной ток смещения	I_{10}	V_{10} = 5.2 В, S1: В	—	2	10	мкА	6в
		V_{10} = 6.4 В, S1: В, L296P	—	2	10	мкА	6в
Усиление по постоянному току	G_V	V_9 = 1...3 В, S1: А, S2: С	46	55	—	дБ	6в
ГЕНЕРАТОР И ШИМ-КОМПАРАТОР							
Входной ток смещения ШИМ-компаратора	$-I_7$	V_7 = 0.5...3.5 В	—	—	5	мкА	6а
Вытекающий ток генвратора	$-I_{11}$	V_{11} = 2 В, S1: А, S2: В	5	—	—	мА	—
СБРОС							
Пороговое напряжение нарастания	V_{12R}	V_I = 9...46 В, S1: В, S2: В	V_{REF} – 0.15	V_{REF} – 0.10	V_{REF} – 0.05	В	6г
Пороговое напряжение спада	V_{12F}	V_I = 9...46 В, S1: В, S2: В	4.75	V_{REF} – 0.15	V_{REF} – 0.10	В	6г
Пороговое напряжение задержки	V_{12D}	V_{12} = 5.3 В, S1: А, S2: В	4.3	4.5	4.7	В	6г
Гистерезис порогового напряжения задержки	V_{12H}	V_{12} = 5.3 В, S1: А, S2: В	—	100	—	мВ	6г
Напряжение насыщения на выходе	V_{14S}	I_{14} = 16 мА, V_{12} = 4.7 В, S1: В, S2: В	—	—	0.4	В	6г
Входной ток смещения	I_{12}	V_{12} = 0...V_{REF}, S1: В, S2: В	—	1	3	мкА	6г
Вытекающий ток схемы задержки	$-I_{13SO}$	V_{13} = 3 В, S1: А, S2: В, V_{12} = 5.3 В	70	110	140	мкА	6г
Втекающий ток схемы задержки	$-I_{13SI}$	V_{13} = 3 В, S1: А, S2: В, V_{12} = 4.7 В	10	—	—	мА	6г
Выходной ток утечки	I_{14}	V_I = 46 В, V_{12} = 5.3 В, S1: В, S2: А	—	—	100	мкА	6г
ЗАЩИТА							
Входное пороговое напряжение	V_1	S1: В	5.5	6	6.4	В	6б
Напряжение насыщения выхода	V_{15}	V_I = 9...46 В, V_1 = 5.4 В, I_{15} = 5 мА, S1: А	—	0.2	0.4	В	6б
Входной ток смещения	I_1	V_1 = 6 В, S1: В	—	—	10	мкА	6б
Выходной вытекающий ток	$-I_{15}$	V_I = 9...46 В, V_1 = 6.5 В, V_{15} = 2 В, S1: В	70	100	—	мА	6б

Примечания:

1. Использоввть диод Шоттки с минимальным током 7 А; 2. Гарантируется конструкцией, выборочная проверка при производстве

Рис. 4. Схема измерения динамических характеристик



C7, C8: EKR(ROE)
L1: L = 300 мкГн при 8 А
Тип сердечника: MAGNETICS 58930-A2 MPP
Количество витков: 43
Провод: 1 мм (18 AWG) COGEMA 946044
* — для подавления генерации минимальное значение 10 мкФ, для подавления пульсаций 1000 мкФ и выше.

Рис. 5. Топология печатной платы и размещение компонентов для схемы на Рис. 4

Рис. 6. Схемы измерений хврактеристик по постоянному току

1 — Установить V_{10}, при котором V_9 = 1 В;
2 — Изменить V_{10} до получения V_9 = 3 В;
3 — $G_V = dV_9/\Delta V_{10}$ = 2 В/ΔV_{10}
* — вольтметр с входным сопротивлением не менее 50 МОм

Рис. 7. Зависимость постоянного тока стока от нвпряжения питания (рабочий цикл 0%, см. Рис. 6а)

I_{3Q}, мА; V_I, В; L296_07G

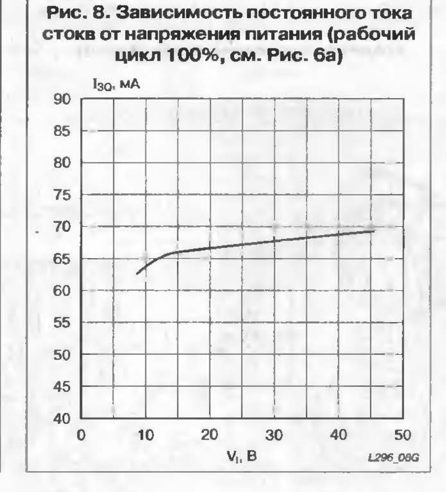


Рис. 8. Зависимость постоянного тока стокв от напряжения питания (рабочий цикл 100%, см. Рис. 6а)

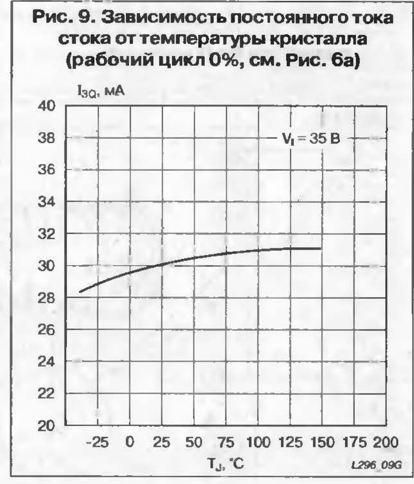


Рис. 9. Зависимость постоянного тока стока от температуры кристалла (рабочий цикл 0%, см. Рис. 6а)

Рис. 10. Зависимость постоянного тока стока от температуры кристалла (рабочий цикл 100%, см. Рис. 6а)

Рис. 11. Зависимость опорного напряжения (выв. 10) от входного напряжения (см. Рис. 4)

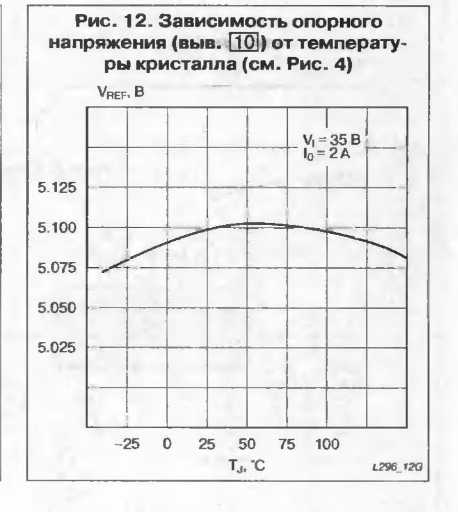


Рис. 12. Зависимость опорного напряжения (выв. 10) от температуры кристалла (см. Рис. 4)

Рис. 13. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики усилителя ошибки (см. Рис. 6в)

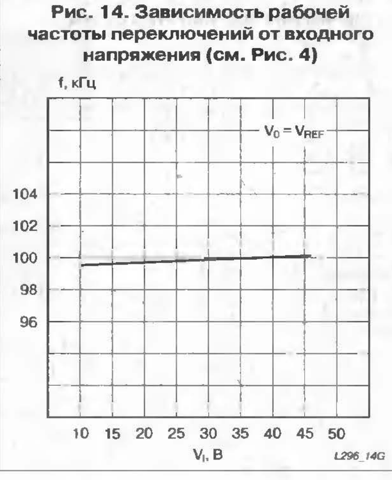


Рис. 14. Зависимость рабочей частоты переключений от входного напряжения (см. Рис. 4)

Рис. 15. Зависимость рабочей частоты переключений от температуры кристаллв (см. Рис. 4)

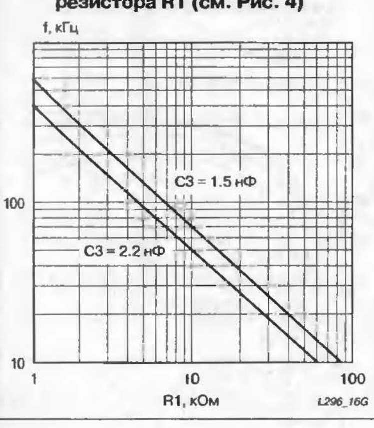


Рис. 16. Зависимость рвбочей частоты переключений от сопротивления резистора R1 (см. Рис. 4)

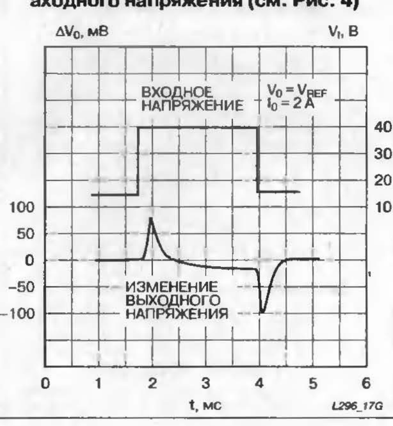


Рис. 17. Временная диаграмма выходного напряжения при изменении аходного напряжения (см. Рис. 4)

Рис. 18. Временная диаграмма выходного напряжения при изменении тока нагрузки (см. Рис. 4)

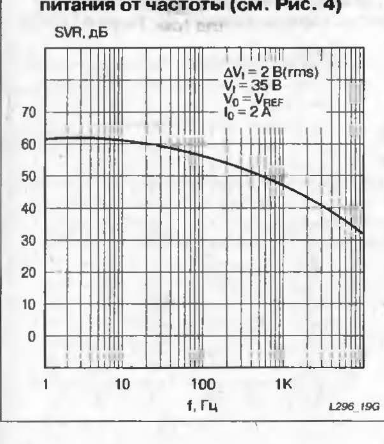


Рис. 19. Зависимость коэффициента подавления пульсаций напряжения питания от частоты (см. Рис. 4)

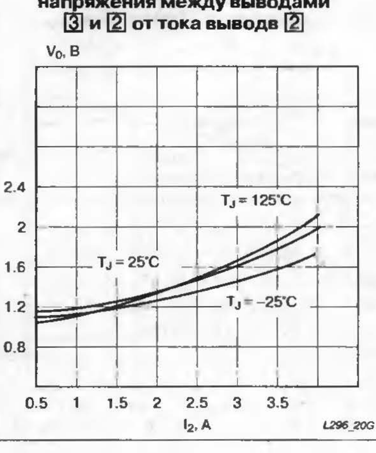


Рис. 20. Зависимость падения напряжения между выводами [3] и [2] от тока выводв [2]

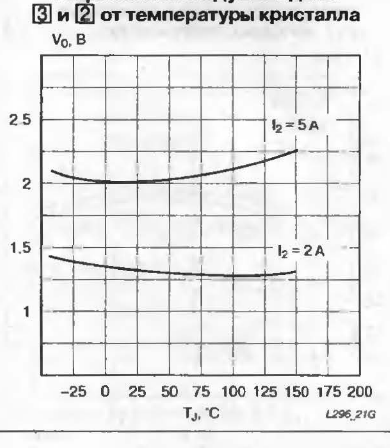


Рис. 21. Зависимость падения напряжения между выводами [3] и [2] от температуры кристалла

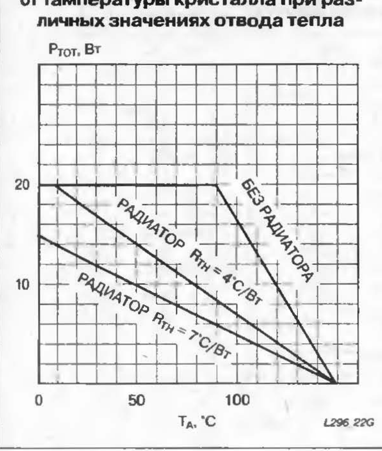


Рис. 22. Зависимость предельно-допустимой рассеиваемой мощности от тампературы кристалла при различных значениях отвода тепла

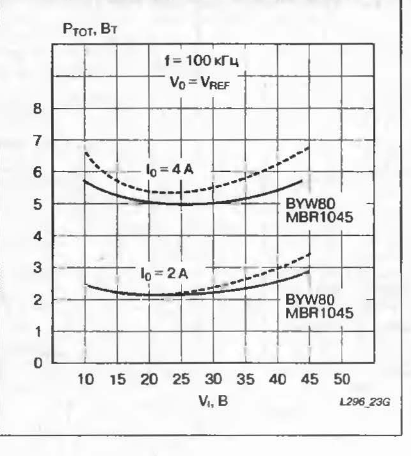


Рис. 23. Зависимость рассеиваемой мощности (прибора) от входного напряжения при частоте 100 кГц

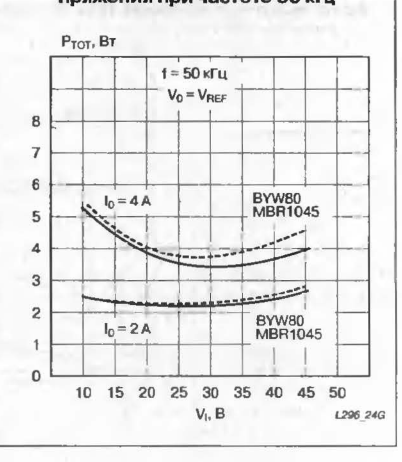


Рис. 24. Зависимость рвссеиваемой мощности (прибора) от входного напряжения при частоте 50 кГц

3

Рис. 25. Зависимость рассеиваемой мощности (прибора) от выходного напряжения (см. Рис. 4)

P_{TOT}, Вт
f = 100 кГц
$V_0 = V_{REF}$
$T_J = 125°C$
$I_0 = 4$ A
BYW80
MBR1045
$I_0 = 2$ A
BYW80
MBR1045
V_0, В
L296_25G

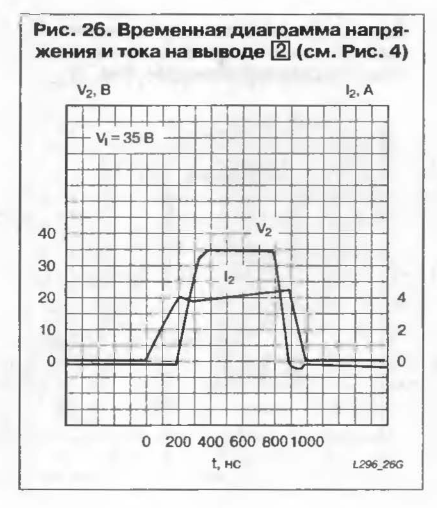


Рис. 26. Временная диаграмма напряжения и тока на выводе [2] (см. Рис. 4)

Рис. 27. Зависимость КПД от выходного тока при различных рабочих частотах

Рис. 28. Зависимость КПД от выходного тока при различных входных напряжениях

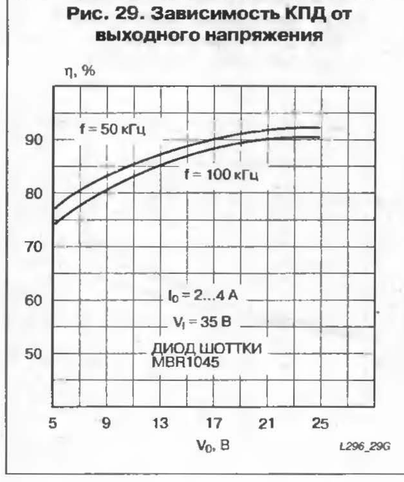


Рис. 29. Зависимость КПД от выходного напряжения

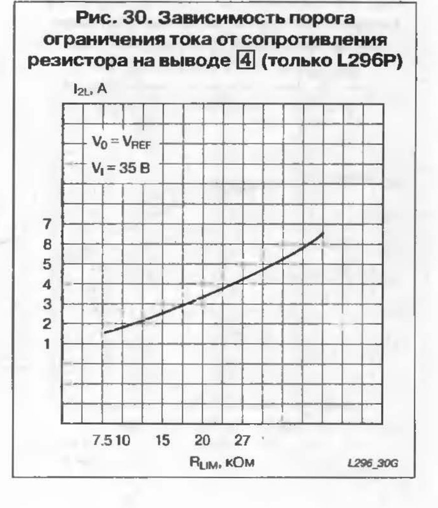


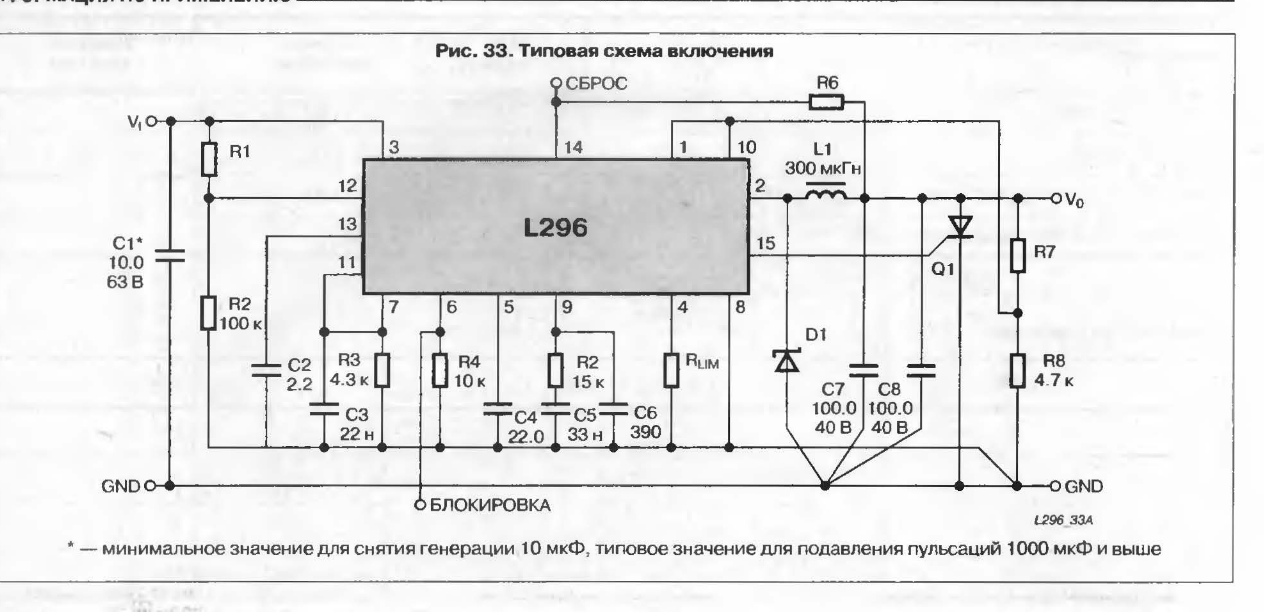
Рис. 30. Зависимость порога ограничения тока от сопротивления резистора на выводе [4] (только L296P)

Рис. 31. Зависимость порога ограничения тока от температуры кристалла

Рис. 32. Зависимость порога ограничения тока от напряжения питания

ИНФОРМАЦИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

Рис. 33. Типовая схема включения



* — минимальное значение для снятия генерации 10 мкФ, типовое значение для подавления пульсаций 1000 мкФ и выше

Таблица выбора компонентов к схеме на Рис. 33

Компонент	Рекомендуемое значение	Назначение	Допустимый диапазон		Примечания
			не менее	не более	
R1, R2	100 кОм	Установка порога входного напряжения для сброса	—	220 кОм	$\frac{R1}{R2} \times \frac{V_{I MIN}}{5} - 1$; при контроле выходного напряжения R1 и R2 могут отсутствовать, а выв. 12 соединён с выв. 10
R3	4.3 кОм	Установка рабочей частоты	1 кОм	100 кОм	—
R4	10 кОм	Резистор смещения	—	22 кОм	При отсутствии блокировки может быть исключён, а выв. 6 заземлён
R5	15 кОм	Частотная компенсация	10 кОм	—	—
R6	—	Коллекторная нагрузка для выхода сброса	V_O/0.05 А	—	Отсутствует, если функция сброса не используется
R7	—	Делитель установки выходного напряжения	—	—	$\frac{R7}{R8} = \frac{(V_O - V_{REF})}{V_{REF}}$
R8	4.7 кОм		1 кОм	—	
R_{LIM}	—	Установка уровня ограничения тока	7.5 кОм	—	При отсутствии R_{LIM} и открытом выв. 4 порог тока определяется микросхемой
C1	10 мкФ	Стабильность	2.2 мкФ	—	—
C2	2.2 мкФ	Установка задержки сброса	—	—	Отсутствует, если функция сброса не используется
C3	2.2 нФ	Установка рабочей частоты	1 нФ	3.3 нФ	—
C4	2.2 мкФ	Мягкий запуск	1 мкФ	—	Определяет также средний ток КЗ
C5	33 нФ	Частотная компенсация	—	—	—
C6	390 пФ	ВЧ-компенсация	—	—	Не требуется для работы от 5 В
C7, C8	100 мкФ	Выходной фильтр	—	—	—
L1	300 мкГн		100 мкГн		
Q1	—	Защита	—	—	Тиристор должен выдерживать импульсный ток разряда выходного конденсатора и ток КЗ прибора
D1	—	Возвратный диод	—	—	Диод Шоттки (или диод с временем восстановления 35 нс) на ток 7 А

Выбор дросселя L1

Тип сердечника	Число витков	Диаметр провода [мм]	Воздушный зазор [мм]
MAGNETICS 58930-A2MPP	43	1.0	–
Thomson GUP 20x16x7	65	0.8	1
Siemens EC 35/17/10 (B6633&-G0500-X127)	40	2x0.8	–
Тороидальная катушка VOGT 250 мкГн, тип 5730501800			

Таблица выбора резисторов

V_O [B]	R8 [кОм]	R7 [кОм]
12	4.7	6.2
15	4.7	9.1
18	4.7	12
24	4.7	18

Рис. 35. Стабилизатор с выходным напряжением 5.1 В

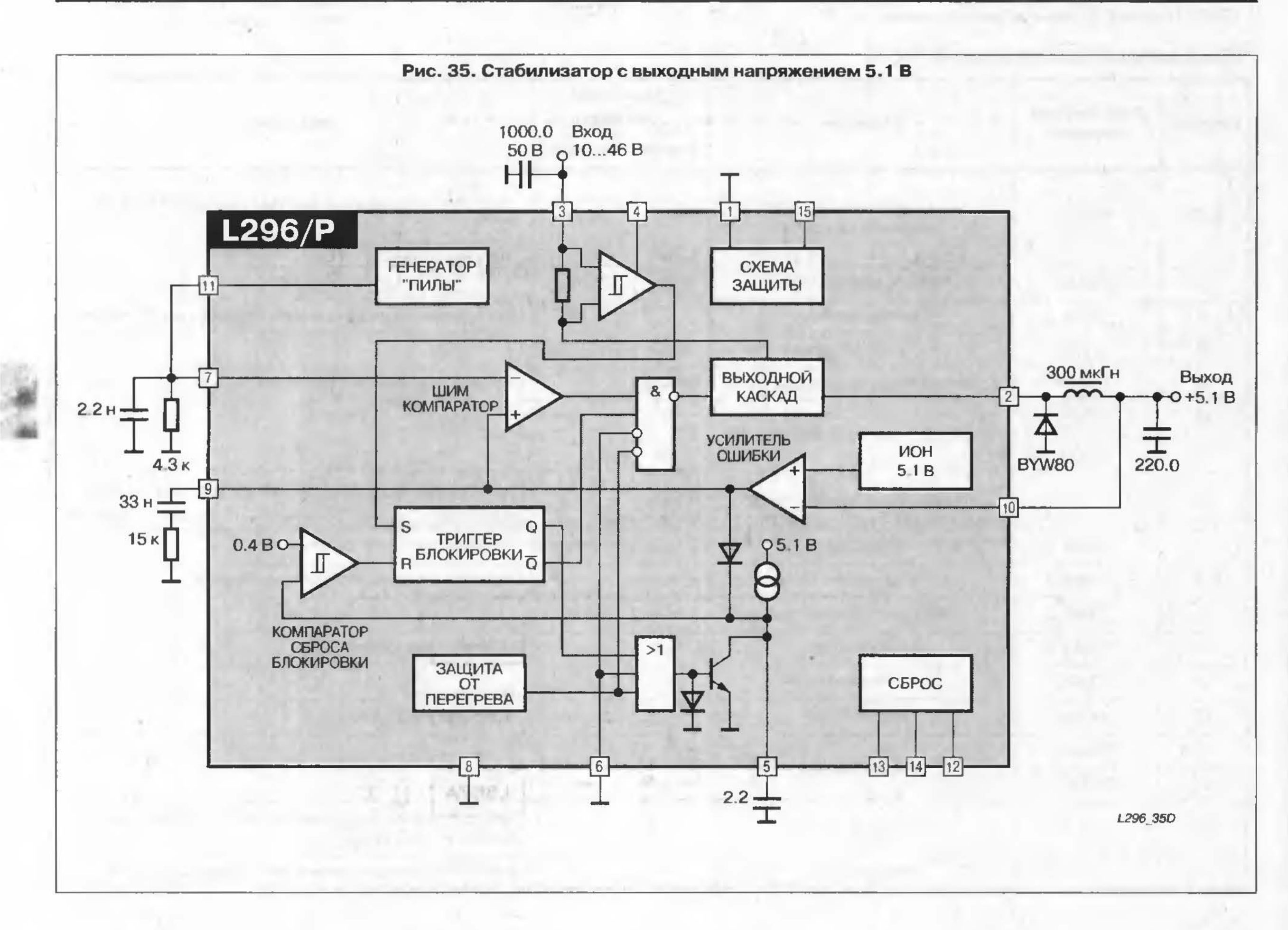
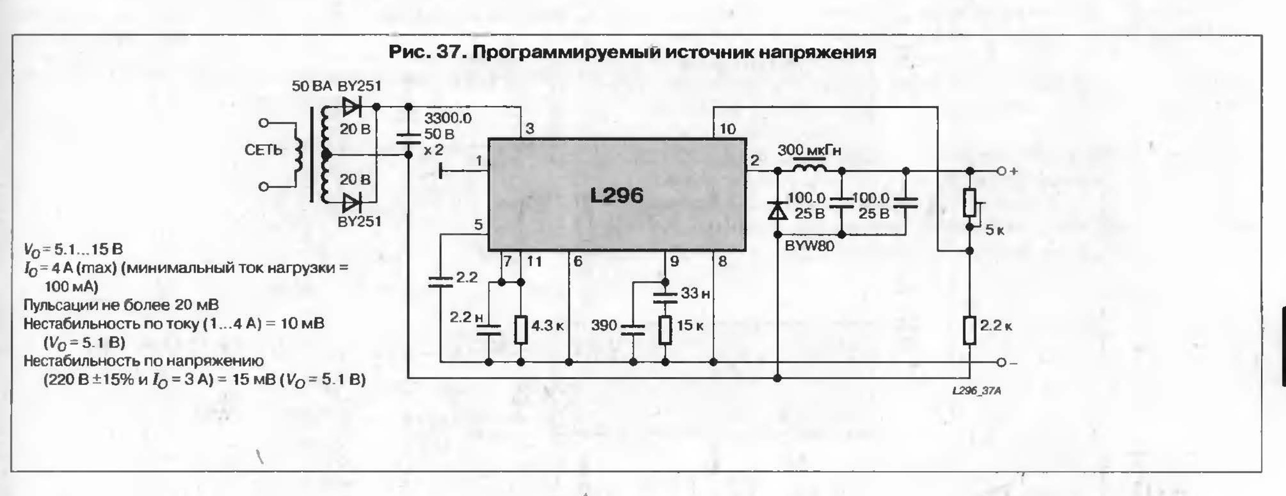
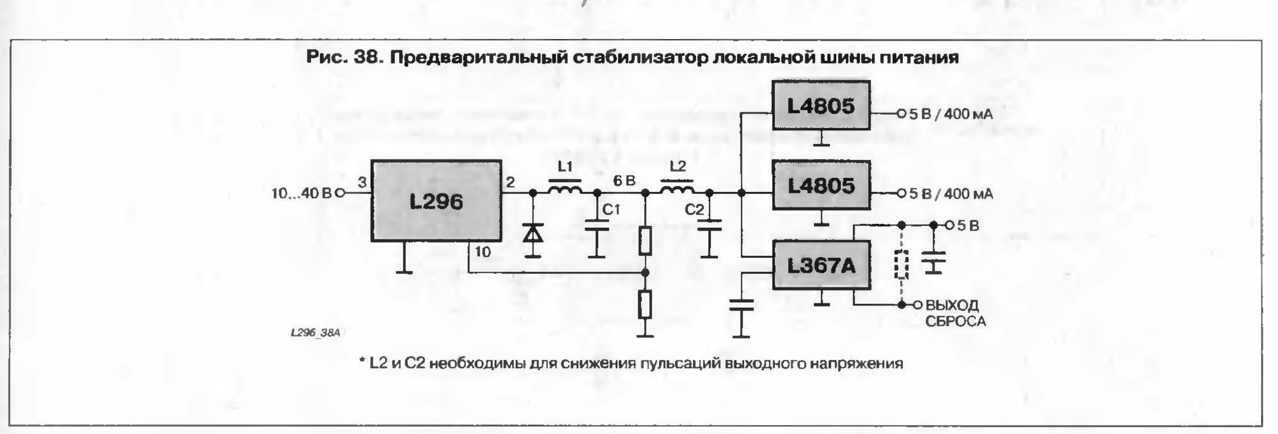


Рис. 36. Источник питания 12 В/10 А

10000.0
50 В
V_I = 20...46 В
L296/P
ГЕНЕРАТОР "ПИЛЫ"
СХЕМА ЗАЩИТЫ
ШИМ КОМПАРАТОР
ВЫХОДНОЙ КАСКАД
2N5038
300 мкГн
+12 В
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ
ИОН 5.1 В
6.2 к
1.5
2200.0
2.2 н
10 к
1 н
33 н
15 к
0.4 В
ТРИГГЕР БЛОКИРОВКИ
5.1 В
6.7 к
VHE240
КОМПАРАТОР СБРОСА БЛОКИРОВКИ
ЗАЩИТА ОТ ПЕРЕГРЕВА
СБРОС
2.2
L296_36D





3

Рис. 39. Синхронизация отдельных микросхем L296 при многоканальной конфигурации

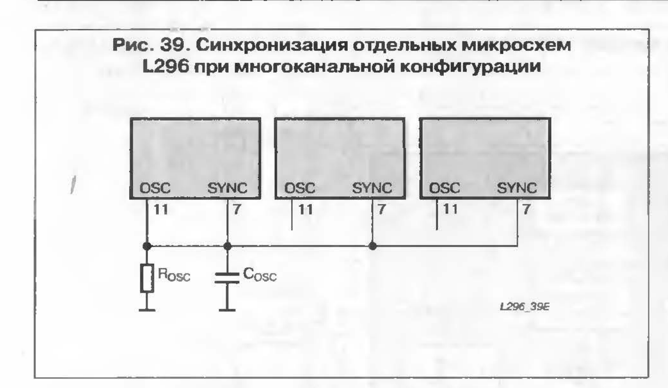


Рис. 40. Схема соединений при удалённой нагрузке

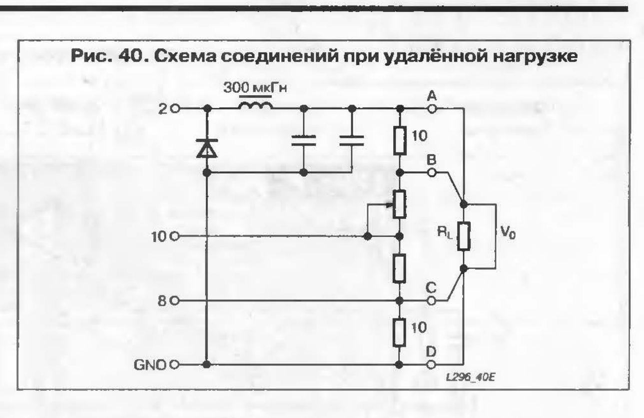
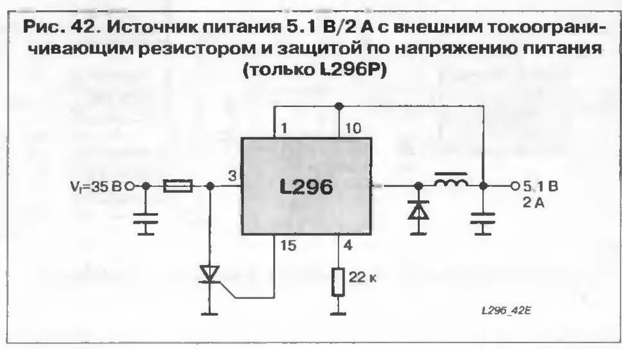


Рис. 41. Многоканальный источник питания 5.1/15/24 В с общей синхронизацией

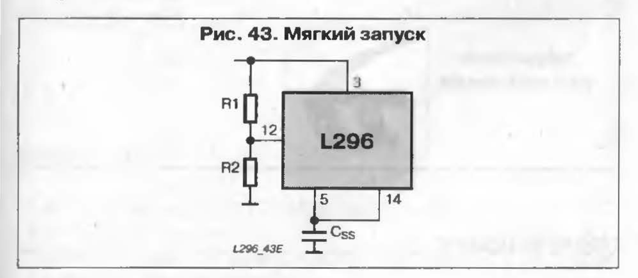
Рис. 42. Источник питания 5.1 В/2 А с внешним токоограничивающим резистором и защитой по напряжению питания (только L296P)



МЯГКИЙ ЗАПУСК И ПОВТОРНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ

При повторном включении конденсатор мягкого запуска C_{SS} должен быть быстро разряжен для гарантированного "мягкого" запуска. Этого можно достигнуть, используя схему сброса, изображённую нв **Рис. 43**.

Рис. 43. Мягкий запуск

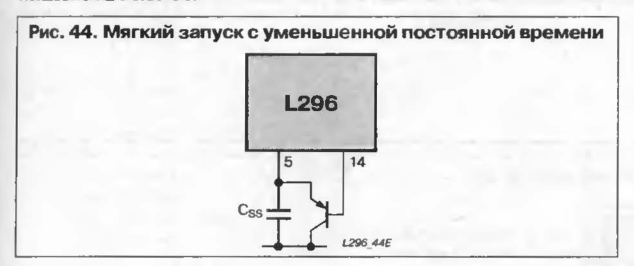


В этой схеме делитель R1, R2, подключённый к выв. [12], определяет минимальное напряжение питания, ниже которого транзистор с открытым коллектором на выв. [14] быстро разряжает ёмкость C_{SS}. Приблизительное время разряда можно получить из следующей таблицы.

C_{SS} [мкФ]	t_{DIS} [мкс]
2.2	200
4.7	300
10	600

Если требуется получить более короткое время (до нескольких микросекунд), можно добавить дополнительный транзистор, как показано на **Рис. 44**.

Рис. 44. Мягкий запуск с уменьшенной постоянной времени



ФУНКЦИЯ СБРОСА И КОНТРОЛЬ ПИТАНИЯ

Рис. 45 иллюстрирует, как введением в схему одного диода D и резистора R можно получить одновременно контроль напряжения питания и функцию сброса.

Рис. 45. Схема, совмещающая контроль питания и сброс

В этом случае время задержки сброса (выв. [13]) может начаться, только когда выходное напряжение $V_O \leq V_{REF}$ – 100 мВ, а напряжение на резисторе R2 больше, чем 4.5 В.

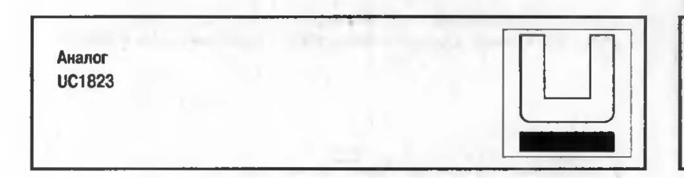
Резистор гистерезиса позволяет задать гистерезис на выводе [12], чтобы увеличить помехоустойчивость к 100 кГц пульсациям питающего напряжения.

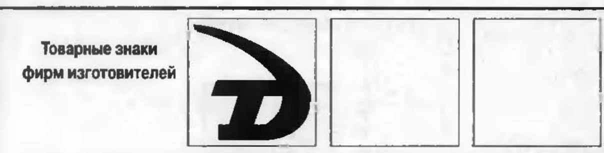
Кроме того, сбой питания и задержка сброса автоматически вызывают мягкий запуск. Таким образом, мягкий запуск и сброс являются последовательными функциями.

Сопротивление резистора гистерезиса должно составлять около 100 кОм, а сопротивление резистора смещения (pull-up) — 1...2.2 кОм.

3

ОДНОТАКТНЫЙ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР 1156ЕУ3





ОСОБЕННОСТИ

- Рабочая частота .... ≤ 1 МГц
- Ток квазикомлементарного выходного каскада .... ≤ 1.5 А
- Широкопопосный усилитель ошибки
- "Мягкий запуск"
- Ограничение максимальной величины рабочего цикла
- Блокировка при понижении напряжения питания
- Подстраеваемый источник опорного напряжения .... 5.1 В ±1%
- Максимальная рассеиваемая мощность .... 1 Вт
- Напряжение питания .... ≤ 30 В

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1156ЕУ3 представляет из себя однотактный высокочастотный ШИМ-контроллер и предназначена для построения сетевых мощных импульсных источников вторичного питания с повышенными частотами преобразования. Прибор выпускается двух типономиналов: типономинал К1156ЕУ3 рассчитан на промышленный диапазон рабочих температур –40...+85°С и упковывается в металлокерамическом корпус типа 4112.16-2, а КР1156ЕУ3 рассчитан на коммерческий диапазон рабочих температур –10...+70°С и упаковывается в пластмассовый корпус типа 238.16-2.

ТИПОНОМИНАЛЫ

К1156ЕУ3 (С-75)
КР1156ЕУ3

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа 238.16-2 и металлокерамический корпус типа 4112.16-2

(вид сверху)

1156ЕУ3

Инвентирующий вход усилителя ошибки	EA_{IN}	1	16	V_{REF}	Опорное напряжвние +5.1 В
Неинвертирующий вход усилителя ошибки	EA_{IN}	2	15	V_{CC}	Напряжение питания
Выход усилителя ошибки	EA_{OUT}	3	14	OUT	Выход
Вход/выход тактовой частоты	CLK	4	13	V_C	Напряжение питания выхода
Частотозадающий резистор	R_T	5	12	PGND	Общий вывод для выхода
Частотозадающий конденсатор	C_T	6	11	$I_{LIM\ REF}$	Ограничение по току
Вход пилообразного напряжения	RAMP	7	10	GND	Общий
"Мягкий" запуск	SS	8	9	$I_{LIM\ SD}$	Блокировка по току

S4311C01

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы UC3823, См.стр. 147.

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеет отличий от схемы включения UC3823, См.стр. 152.

UC1823/2823/3823

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР

ОСОБЕННОСТИ

- Работает с обратной связью как по напряжению, так и по току
- Рабочая частота переключений .... до 1.0 МГц
- Задержка распространения сигналов по всему тракту .... 50 нс
- Ток квазикомплементарного выходного каскада .... до 1.5 А
- Полоса усилителя сигнала ошибки .... 5.5 МГц
- ШИМ-фиксатор со схемой подавления сдвоенных импульсов
- Ограничение по току в каждом импульсе
- Специальный вывод "мягкого" запуска
- Ограничение максимальной величины рабочего цикла
- Схема блокировки при недопустимо низком входном напряжении
- Малый пусковой ток .... 1.1 мА
- Источник опорного напряжения с заводской подгонкой (калибровкой) ... 5.1 В ±1%

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Корпус типа DIP-16 (суффикс N), CERDIP-16 (суффикс J), SOP-16 (суффикс DW)

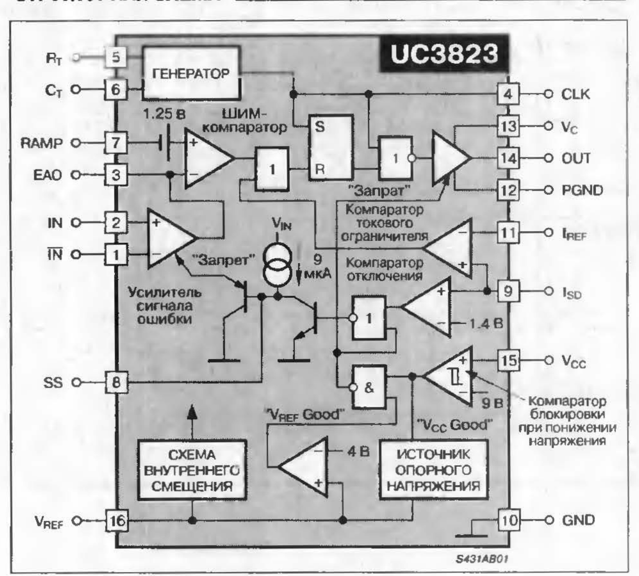
(вид сверху)

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Инверт. вход УС ошибки	$\overline{IN}$	1	16	V_{REF}	Опорное напряжение +5.1 В
Неинверт. вход УС ошибки	IN	2	15	V_{CC}	Напряжение питания
Выход усилителя ошибки	EAO	3	14	OUT	Выход
Вход/выход тактовой частоты	CLK	4	13	V_C	Напряжение питания выхода
Частотозадающий резистор	R_T	5	12	PGND	Общий вывод для выхода
Частотозад. конденсатор	C_T	6	11	I_{REF}	Ограничение по току
Вход напряжения пилы	RAMP	7	10	GND	Общий
"Мягкий" запуск	SS	8	9	I_{SD}	Блокировка по току

US3823

S431AC01

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема ШИМ-контроллера UC3823 разработана специально для импульсных ИВП с высокой частотой переключения. Особое внимание при этом уделялось сокращению задержки распространения сигналов через компараторы и логические схемы, и, вместе с этим, расширению полосы частот усилителя сигнала ошибки и повышению крутизны фронтов его сигналов. Контроллер предназначен для систем, работающих с обратной связью по току или по напряжению с возможностью отслеживания возмущающих воздействий входного напряжения.

Схема защиты включает в себя компаратор токового ограничителя с пороговым напряжением, равным 1 В, ТТЛ-совместимый порт отключения (вывод [9]) и вход "мягкого" запуска (вывод [8]), который также позволяет обеспечивать фиксацию максимального значения рабочего цикла. Логическая схема включает в себя ШИМ-фиксатор для предотвращения неустойчивой синхронизации и дрожания импульсов, а также для исключения вероятности появления на выходе сдвоенных импульсов или импульсных пакетов. Схема блокировки микросхемы при недопустимо низком входном напряжении имеет гистерезис, равный 800 мВ, что обеспечивает низкий пусковой ток. В случае блокировки микросхемы при понижении входного напряжения выход переключается в высокоимпедансное состояние.

Микросхема ШИМ-контроллера UC3823 имеет квазикомплементарный выходной каскад, рассчитанный на значительные броски тока (как втекающего, так и вытекающего) при работе на емкостную нагрузку, например, такую, как мощный полевой транзистор с изолированным затвором. Включенному состоянию выхода соответствует ВЫСОКИЙ логический уровень напряжения.

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение питания (выводы [15], [13]) .... 30 В
Выходной ток, вытекающий и втекающий (вывод [14]):
- постоянный ток .... 0.5 А
- импульс (длительность 0.5 мкс) .... 2.0 А

Анвлоговые входы (выводы [1], [2], [7], [8], [9]) .... –0.3...6 В
Выходной ток тактирования (вывод [4]) .... –5 мА
Выходной ток усилителя сигнала ошибки (вывод [3]) .... 5 мА
Втекающий ток схемы "мягкого" запуска (вывод [8]) .... 20 мА
Зарядный ток генератора (вывод [5]) .... –5 мА
Рассеиваемая мощность при T_A = 60°C .... 1 Вт
Диапазон температур хранения .... –65...+150°C
Температура вывода (пайка 10 с) .... 300°C

Примечания:

Все значения напряжений приведены относительно потенциала заземления (вывод [10]).
Втекающие через вывод токи положительны.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Температурный диапазон, °C
UC1823	–55...+125
UC2823	–25...+85
UC3823	0...70

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При R_T = 3.65 кОм; C_T = 1 нФ; V_{CC} = 15 В; T_A = 0…+70°C для UC3823; T_A = –25…+85°C для UC2823; T_A = –55…+125°C для UC1823; T_A = T_J, если не указано иначе

Параметр	Условия	Значение						Единица измерения
		UC1823/2823			UC3823			
		не менее	типовое	не более	не менее	типовое	не более	
ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ								
Выходное напряжение	T_J = +25°C, I_O = 1 мА	5.05	5.10	5.15	5.00	5.10	5.20	В
Нестабильность по напряжению	10 < V_{CC} < 30 В	—	2	20	—	2	20	мВ
Нестабильность по току нагрузки	1 < I_O < 10 мА	—	5	20	—	5	20	мВ
Температурная нестабильность	$T(min) < T_A < T(max)$	—	0.2	0.4	—	0.2	0.4	мВ/°C
Суммарное отклонение выходного напряжения	С учетом отклонений входного напряжения, тока нагрузки и температуры	5.00	—	5.20	4.95	—	5.25	кГц
Выходное напряжение шумов	0.01 < f < 10 кГц	—	50	—	—	50	—	мкВ
Долговременная стабильность	T_J = +125°C, за 1000 ч	—	5	25	—	5	25	мВ
Ток при КЗ	V_{REF} = 0 В	–15	–50	–100	–15	–50	–100	мА
ГЕНЕРАТОР								
Начальный разброс	T_J = +25 °C	360	400	440	360	400	440	кГц
Стабильность напряжения	10 < V_{CC} < 30 В	—	0.2	2	—	0.2	2	%
Температурная нестабильность	$T(min) < T_A < T(max)$	—	5	—	—	5	—	%
Суммарное отклонение частоты	С учетом отклонений входного напряжения и температуры	340	—	460	340	—	360	кГц
ВЫСОКИЙ логический уровень на выходе тактового сигнала		3.9	4.5	—	3.9	4.5	—	В
НИЗКИЙ логический уровень на выходе тактового сигнала		—	2.3	2.9	—	2.3	2.9	В
Максимальный уровень пилообразного напряжения		2.6	2.8	3.0	2.6	2.8	3.0	В
Минимальный уровень пилообразного напряжения		0.7	1.0	1.25	0.7	1.0	1.25	В
Размах пилообразного напряжения		1.6	1.8	2.0	1.6	1.8	2.0	В
УСИЛИТЕЛЬ СИГНАЛА ОШИБКИ								
Входное напряжение смещения нуля		—	—	10	—	—	15	мВ
Входной ток		—	0.6	3	—	0.6	3	мкА
Разность входных токов		—	0.1	1	—	0.1	1	мкА
Коэффициент усиления при разомкнутом контуре ОС	1 < V_O < 4 В	60	95	—	60	95	—	дБ
Коэффициент ослабления синфазного сигнала (CMRR)	1.5 < V_{CM} < 5.5 В	75	95	—	75	95	—	дБ
Коэффициент ослабления пульсаций напряжения (PSRR)	10 < V_{CC} < 30 В	85	110	—	85	110	—	дБ
Втекающий выходной ток	V_{PIN3} = 1 В	1	2.5	—	1	2.5	—	мА
Вытекающий выходной ток	V_{PIN3} = 4 В	–0.5	–1.3	—	–0.5	–1.3	—	мА
ВЫСОКИЙ логический уровень напряжения V_{OUT}	I_{PIN3} = –0.5 мА	4.0	4.7	5.0	4.0	4.7	5.0	В
НИЗКИЙ логический уровень напряжения V_{OUT}	I_{PIN3} = 1 мА	0	0.5	1.0	0	0.5	1.0	В
Частота единичного усиления		3	5.5	—	3	5.5	—	МГц
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения		6	12	—	6	12	—	В/мкс
ШИМ-КОМПАРАТОР								
Входной ток (вывод 7)	V_{PIN7} = 0 В	—	–1	–5	—	–1	–5	мкА
Диапазон изменения рабочего цикла		0	—	80	0	—	85	%
Пороговый уровень нуля по постоянному току (вывод 3)	V_{PIN7} = 0 В	1.1	1.25	—	1.1	1.25	—	В
Задержка выходного сигнала		—	50	80	—	50	80	нс
БЛОК "МЯГКОГО" ЗАПУСКА								
Ток заряда	V_{PIN8} = 0,5 В	3	9	20	3	9	20	мкА
Ток разряда	V_{PIN8} = 1 В	1	—	—	1	—	—	мА

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ (Продолжение)

Параметр	Условия	Значение UC1823/2823 не менее	типовое	не более	UC3823 не менее	типовое	не более	Единица измерения
БЛОК ТОКОВОГО ОГРАНИЧЕНИЯ И ОТКЛЮЧЕНИЯ								
Входной ток (вывод 9)	$0 < V_{PIN9} < 4$ В	—	—	±10	—	—	±10	мкА
Напряжвние смещения для токового ограничителя	$V_{PIN11} = 1.1$ В	—	—	15	—	—	15	мВ
Диапазон синфазных напряжений для токового ограничителя (V_{PIN11})		1.0	—	1.25	1.0	—	1.25	В
Пороговый уровень напряжения отключения		1.25	1.40	1.55	1.25	1.40	1.55	В
Задержка выходного сигнала		—	50	80	—	50	80	нс
ВЫХОДНОЙ КАСКАД								
НИЗКИЙ логический уровень выходного напряжения	$I_{OUT} = 20$ мА	—	0.25	0.40	—	0.25	0.40	В
	$I_{OUT} = 200$ мА	—	1.2	2.2	—	1.2	2.2	В
ВЫСОКИЙ логический уровень выходного напряжения	$I_{OUT} = -20$ мА	13.0	13.5	—	13.0	13.5	—	В
	$I_{OUT} = -200$ мА	12.0	13.0	—	12.0	13.0	—	В
Ток утечки коллвктора	$V_C = 30$ В	—	100	500	—	100	500	мкА
Время нарастания/спада	$C_L = 1$ нФ	—	30	60	—	30	60	нс
БЛОК БЛОКИРОВКИ МИКРОСХЕМЫ ПРИ НЕДОПУСТИМО НИЗКОМ ВХОДНОМ НАПРЯЖЕНИИ								
Пороговый уровень запуска		8.8	9.2	9.6	8.8	9.2	9.6	В
Гистерезис схвмы отключения при понижении входного напряжения		0.4	0.8	1.2	0.4	0.8	1.2	В
ТОК ОТ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ								
Пусковой ток	$V_{CC} = 8$ В	—	1.1	2.5	—	1.1	2.5	мА
Рабочий ток потребления I_{CC}	$V_{PIN1} = V_{PIN7} = V_{PIN9} = 0$ В, $V_{PIN2} = 1$ В	—	22	33	—	22	33	мА

ТИПОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 1. Диаграмма Боде усилителя сигнала ошибки

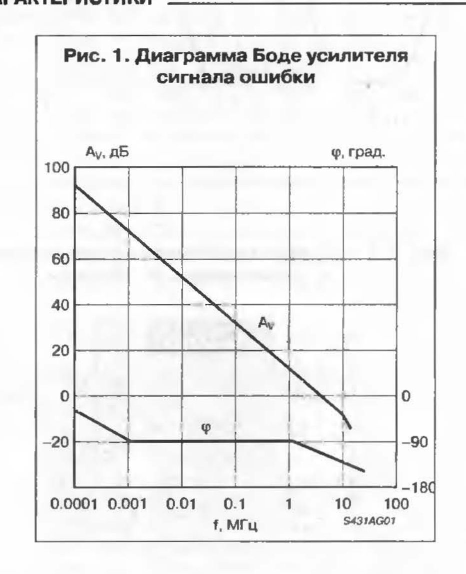
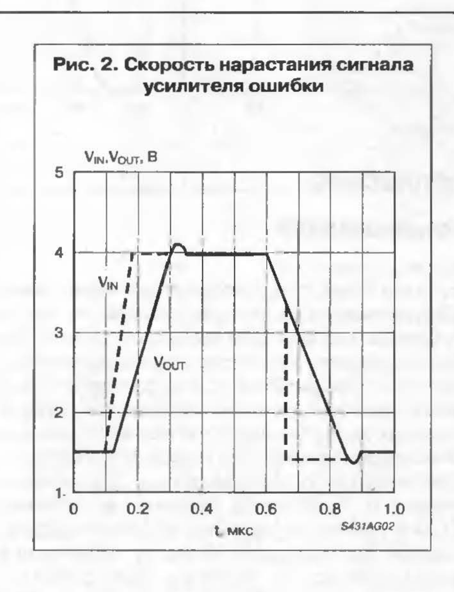


Рис. 2. Скорость нарастания сигнала усилителя ошибки



3

ТИПОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Рис. 3. Зависимость сопротивления R_T от чвстоты при различных значениях C_T

R_T, кОм

100 нФ, 47 нФ, 22 нФ, 10 нФ, 4.7 нФ, 2.2 нФ, 1 нФ, 470 пФ

100, 10, 1

0.1, 1, 10, 100, 1000

f, кГц

S431AG04

Рис. 4. Зввисимость "мертвого" времени от емкости конденсвторв C_T

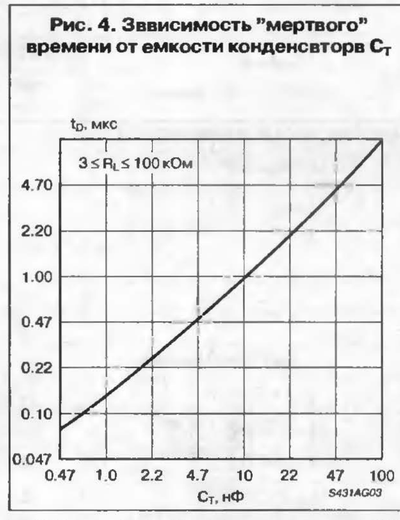


Рис. 5. Зввисимость "мертвого" времени от чвстоты и C_T

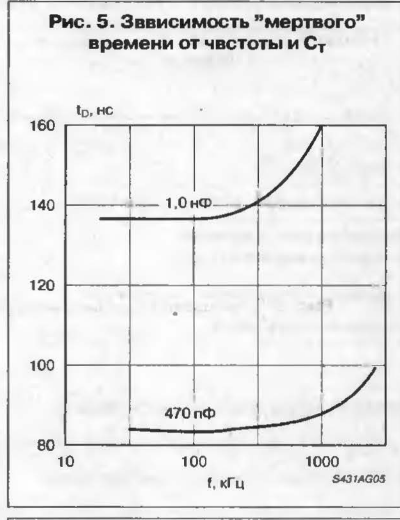


Рис. 6. Зависимость напряжения насыщения от выходного тока

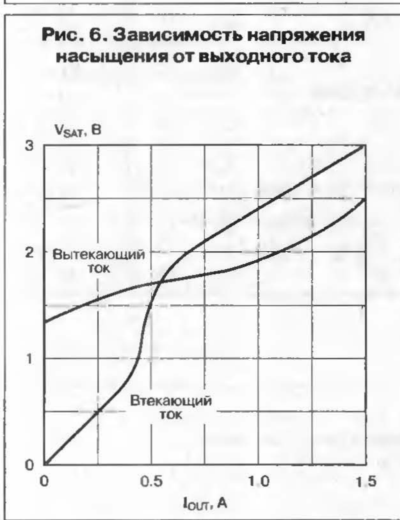


Рис. 7а. Формы выходного нвпряжвния и тока при C_L = 1 нФ

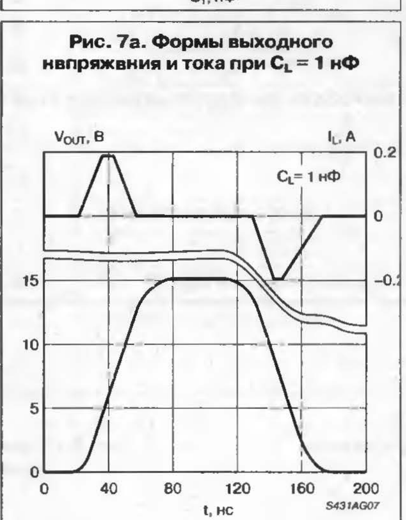
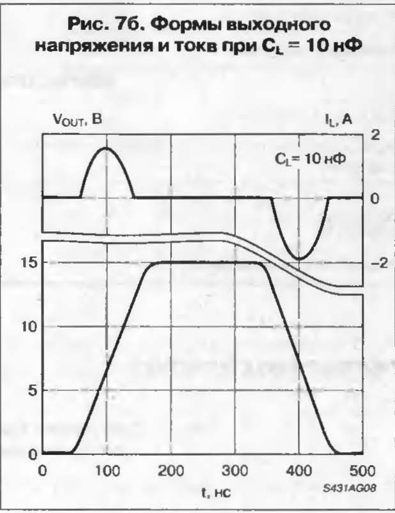


Рис. 7б. Формы выходного напряжения и токв при C_L = 10 нФ



ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

ТОКООГРАНИЧИВАЮЩИЙ КОМПАРАТОР

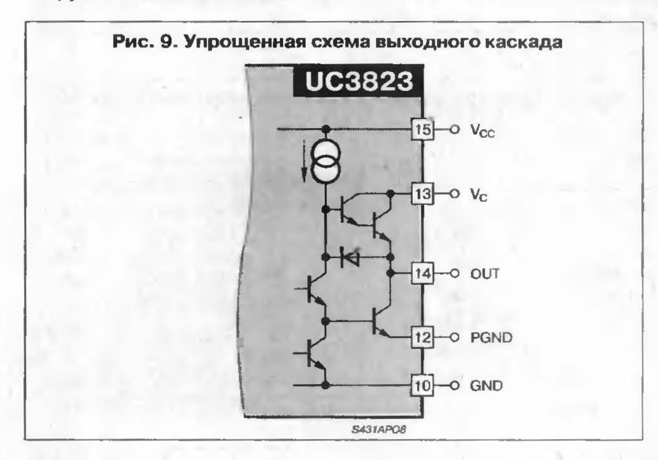
На **Рис. 8** изображена схема, позволяющая ограничивать величину произведения длительности выходных импульсов на их амплитуду (вольт-секунда) на некотором постоянном уровне. Так как это произведение определяет количество энергии, запасаемой катушкой индуктивности в каждом цикле, то ее ограничение предотвращает насыщение сердечника во время переходных процессов в нагрузке. Приведенная схема формирует на неинвертирующем входе токоограничивающего компаратора (вывод [9]) пилообразное напряжение. На инвертирующий вход (вывод [11]) подается опорное напряжение 1 В. Когда выход находится в состоянии ВКЛЮЧЕНО (ВЫСОКИЙ уровень напряжения), конденсатор C_R заряжается от напряжения V_{IN} через резистор R_R. При нормальной работе схемы выход переходит в состояние ВЫКЛЮЧЕНО и вызывает разряд конденсатора до того, как напряжение на нем достигнет величины 1 В. Если же конденсатор успевает зарядиться до 1 В, токоограничивающий компаратор тут же переводит выход в состояние ВЫКЛЮЧЕНО. Так как скорость заряда конденсатора пропорциональна напряжению V_{IN} (предполагается, что V_{IN} много больше чем 1 В), то тем самым достигается ограничение произведения вольт-секунда на уровне $R_RC_R \times 1$ В. Задержка распространения сигнала с выхода через инвертор на базу разряжающего транзистора должна быть достаточно малой, чтобы конденсатор C_R успевал разрядиться даже при минимальной длительности выключенного состояния на выходе.

Рис. 8. Схемв поддерживания постоянного значения произведения вольт-секунда

ВЫХОДНОЙ КАСКАД

Выходной каскад рассчитан на управление мощным полевым транзистором, имеющим входную емкость до 1000 пФ, и обеспечивает его коммутацию с частотой до 1 МГц (См. **Рис. 9**). Наличие отдельных выводов V_C и PGND для питания выходного каскада позволяет развязать по питанию остальную часть схемы от импульсных помех, возникающих в этом каскаде. На **Рис. 6** приведена зависимость напряжения носыщения от величины выходного тока, а на **Рис. 7а** и **7б** показаны эпюры нарастания и спада выходных импульсов для различных значений емкости нагрузки выходного каскада.

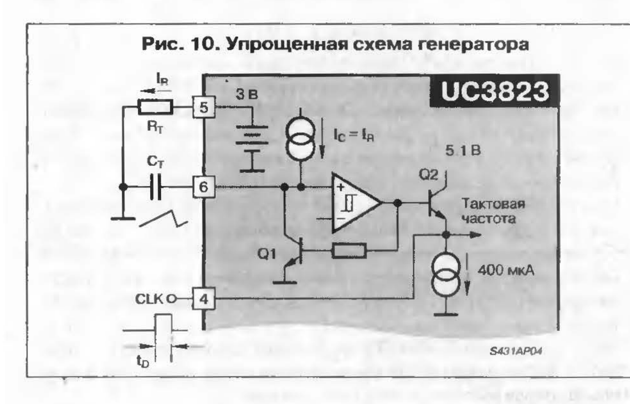
Рис. 9. Упрощенная схема выходного каскада



ГЕНЕРАТОР

На первый взгляд схема RC-генератора (См. **Рис. 10**) не представляет из себя ничего необычного. Также как и ШИМ-компаратор, компаратор RC-генератора имеет верхнее и нижнее пороговые напряжения, равные 2.8 и 1 В, соответственно . Зарядный ток частотозадающего конденсатора C_T является зеркальным току через частотозадающий резистор R_T. Вывод для подключения частотозадающего резистора имеет постоянное температурно-стабилизированное смещение, равное 3 В. Температурная стабильность генератора достигается, таким образом, обеспечением стабильности пороговых напряжений компаратора RC-генератора. Когда конденсатор C_T заряжается до верхнего порогового напряжения, транзистор Q1 открывается управляющим током, равным приблизительно 10 мА. Затем C_T разряжается до напряжения нижнего порогового уровня компаратора RC-генератора, после чего процесс повторяется. Это предотвращает насыщение транзистора Q1, уменьшает задержки и, в конечном итоге, позволяет работать на высоких частотах. Суммарная нестабильность частоты внутреннего генератора 10% при рабочем значении 400 кГц (температурная нестабильность лучше 5%, а нестабильность, вызванная изменениями напряжения питания, равна 0.2%). Графики на **Рис. 3** позволяют определить требуемое значение сопротивления R_T при заданном значении C_T для получения желаемой частоты генератора. На **Рис. 4** и **5** приведена зависимость "мертвого" времени от частоты и емкости конденсатора C_T.

Рис. 10. Упрощенная схема генератора



СИНХРОНИЗАЦИЯ

Генератор допускает внешнюю синхронизацию от любого источника стабильной частоты. При необходимости можно синхронизировать две микросхемы UC3823 (См. **Рис. 11**), для чего генератор одной из них надо выключить, подав на вывод 5 опорное напряжение. Возможна синхронизация множества ведомых микросхем UC3823 от одной ведущей (См. **Рис. 12**) или от внешнего источника тактовой частоты. Для этого генераторы ведомых микросхем настраивают на частоту несколько ниже частоты ведущего генератора. Ведущий генератор вызывает заряд и разряд частотозадающих емкостей ведомых генераторов, таким образом, синхронизируя их работу.

УСИЛИТЕЛЬ СИГНАЛА ОШИБКИ

Усилитель сигнала ошибки представляет из себя усилитель напряжения, имеющий прекрасные значения полосы пропускания и скорости нарастания сигнала. На **Рис. 13** показана упрощенная схемотехника усилителя сигнала ошибки. Передаточная характеристика усилителя имеет два нуля, расположенные до частоты единичного усиления на расширенной фазовой диаграмме. Один создается емкостью, включенной между подавляющими

Рис. 11. Схема синхронизации двух близкорасположенных микросхем

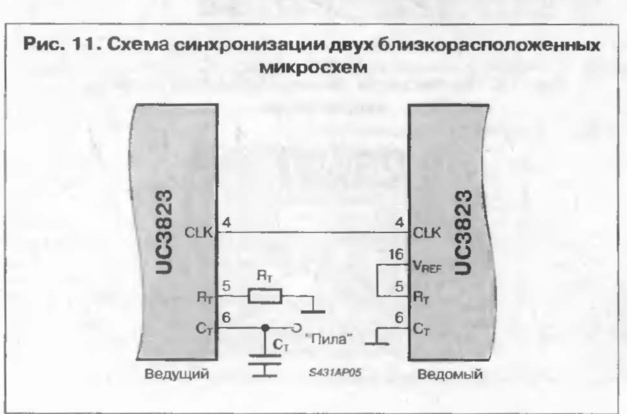
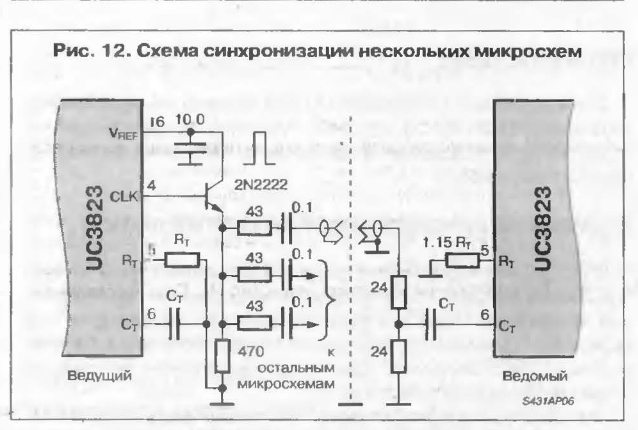


Рис. 12. Схема синхронизации нескольких микросхем



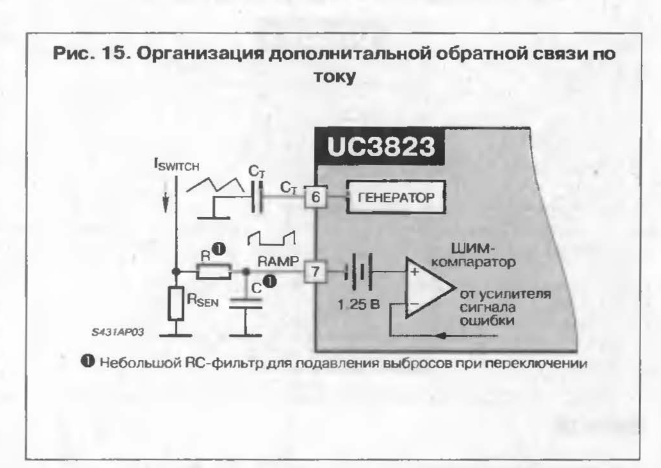
генерацию резисторами в первом каскаде, а второй образован резистором, включенным последовательно с конденсатором, определяющим доминирующий полюс. Подавляющие генерацию эмиттерные резисторы позволяют повысить уровень тока смещения первого каскада, что обеспечивает типовое значение скорости нарастания 12 В/мкс. Высокая скорость нарастания желательна для получения хорошей передаточной характеристики, но не является гарантией для получения минимального значения постоянной времени. Даже усилитель, имеющий высокую скорость нарастания, может обладать большой постоянной времени из-за насыщения транзисторов. Для решения этой проблемы все критические узлы усилителя сигнала ошибки зафиксированы диодами Шоттки. На **Рис. 1** и **2** приведены частотные и временные характеристики.

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Строго говоря, обратная связь по напряжению должна присутствовать в схеме любого ШИМ-контроллера. Используемое в статье выражение "обратная связь по напряжению" означает только отсутствие обратной связи по току, т.е. дополнительной, второй петли обратной связи. Тогда выражение "обратная связь по току" означает наличие такой петли. Поэтому организация обратной связи по напряжению не требует никаких дополнительных схемотехнических усилий, кроме подачи пилообразного напряжения на вход ШИМ-компаратора (См. **Рис. 14**). Организация дополнительной петли обратной связи по току показана на **Рис. 15**.

Рис. 13. Упрощенная схема усилителя сигнала ошибки

Рис. 15. Организация дополнительной обратной связи по току



➊ Небольшой RC-фильтр для подавления выбросов при переключении

Рис. 14. Организация обычной обратной связи по напряжанию

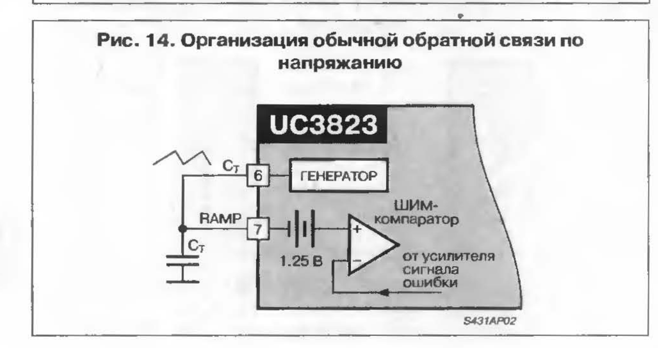


Рис. 16. Организация обратной связи с возможностью отслеживания возмущающих воздействий входного напряжания

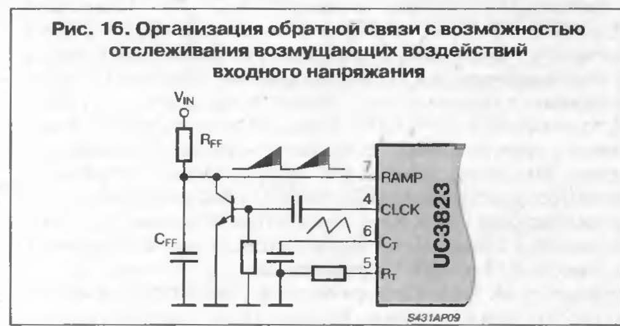


СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

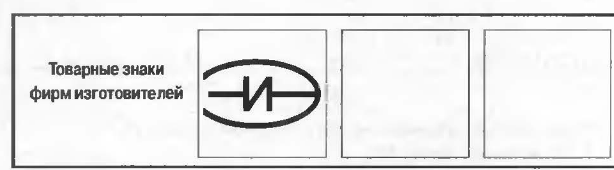
Схема включения микросхемы UC3823 подобна схеме включения микросхемы UC3825 (См. стр. 246) с учетом отдельных моментов, изложенных в предыдущем разделе, и того, что UC3823 — однотактный прибор.

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО РАЗВОДКЕ И МОНТАЖУ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

Обеспечение высокого быстродействия работы схемы требует повышенного внимания к топологии разводки монтажных соединений на печатной плате и к рациональному размещению на ней дискретных компонентов. Гарантированное обеспечение характеристик UC3823 возможно только при выполнении следующих правил монтажа печатной платы:

- Использование одной стороны печатной платы в качестве заземления.
- Демпфирование и ограничение выбросов, вызванных наличием паразитной индуктивности затвора внешнего МОП-транзистора. При этом напряжение на выходных выводах не должно опускаться ниже нуля. Для этой цели рекомендуется использование либо последовательно соединенного с затвором резистора, либо шунтирующего диода Шоттки на 1 А.
- Шунтирование выводов V_{CC}, V_C и V_{REF}. Для этой цели рекомендуется применение керамических конденсаторов емкостью 0.1 мкФ с малым значением эквивалентной последовательной индуктивности. Допустимая суммарная длина выводов каждого конденсатора от шунтируемого вывода до поверхности заземления — не более 1 см.
- Тип и особенности монтажа задающего конденсатора C_T определяются приведенными выше требованиями к шунтирующим конденсаторам.

КОНТРОЛЛЕР ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С 5-РАЗРЯДНЫМ ЦАП И СИНХРОННЫМ ВЫПРЯМЛЕНИЕМ 1184ЕУ1



ОСОБЕННОСТИ

- Синхронный преобразователь на *n*-канальных транзисторах
- Максимальная рабочая частота .... свыше 1 МГц
- Переходная характеристика .... 100 нс
- 5-разрядный ЦАП
- Время нарастания/спада напряжения на затворе .... 30 нс
- Работа от 5 и 12 В
- Вход удалённого считывания
- Программируемый мягкий запуск
- Защита от короткого замыкания
- Монитор напряжения питания
- Время неперекрытия .... 25 нс
- Дополнитвльная установка напряжения
- Защита от перенапряжения

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1184ЕУ1 представляет собой синхронный контроллер понижающего преобразователя напряжвния с 5-разрядным ЦАП установки выходного напряжения и является полным аналогом CS-5155. Схема отличается высоким быстродействием и предназначена для питания современных микропроцессоров. В приборе используется запатентованный фирмой "Cherry" метод V^2-управления, позволяющий получить время отклика на изменение нагрузки 100 нс. Микросхема допускает работу в диапазоне 4.5...20 В (V_{CC}) и имеет следующие особенности: 5-разрядный ЦАП, защита от короткого замыкания, разброс выходного напряжения 1%, встроенный драйвер с выходным током до 1.5 А (peak), монитор V_{CC}, программируемый мягкий запуск.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-16 (КР1184ЕУ1)

Назначение	Обозначение	Вывод	Вывод	Обозначение	Назначение
Вход задания напряжения ЦАП	V_{ID0}	1	16	V_{FB}	Вход ОС усилителя ошибки
Вход задания напряжения ЦАП	V_{ID1}	2	15	COMP	Вывод компенсации усилителя ошибки
Вход задания напряжения ЦАП	V_{ID2}	3	14	LGnd	Сигнальная земля
Вход задания напряжения ЦАП	V_{ID3}	4	13	V_{CC1}	Напряжение питания
Мягкий запуск	SS	5	12	$V_{GATE(L)}$	Выход драйвера нижнего FET
Вход задания напряжения ЦАП	V_{ID4}	6	11	PGnd	Силовая земля
Конденсатор однократного запуска	C_{OFF}	7	10	$V_{GATE(H)}$	Выход драйвера верхнего FET
Быстрая обратная связь	V_{FFB}	8	9	V_{CC2}	Напряжение питания драйвера транзистора верхнего плеча

Пластмассовый корпус типа SOP-16 (КФ1184ЕУ1)

Обозначение	Вывод	Вывод	Обозначение
V_{ID0}	1	16	V_{FB}
V_{ID1}	2	15	COMP
V_{ID2}	3	14	LGnd
V_{ID3}	4	13	V_{CC1}
SS	5	12	$V_{GATE(L)}$
V_{ID4}	6	11	PGnd
C_{OFF}	7	10	$V_{GATE(H)}$
V_{FFB}	8	9	V_{CC2}

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы CS-5155, См. стр. 154.

СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

Не имеет отличий от схемы применения CS-5155, См. стр. 163-164.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Прибор	Корпус
КР1184ЕУ1	DIP-16
КФ1184ЕУ1	SOP-16

CS-5155

КОНТРОЛЛЕР СИНХРОННОГО ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С 5-РАЗРЯДНЫМ ЦАП ДЛЯ ПИТАНИЯ ЦПУ

ОСОБЕННОСТИ

- Синхронный преобразователь на двух *n*-канальных транзисторах
- Работа на частоте свыше 1 МГц
- Переходная характеристика .... 100 нс
- Пятиразрядный ЦАП
- Совместимость сверху вниз с 4-разрядными CS-5150/5151 и регулируемыми CS-5120/5121
- Время нарастания/спада напряжения на затворе .... 30 нс
- Точность ЦАП 1%
- Работа от 5 и 12 В
- Вход удалённого считывания
- Программируемый мягкий запуск
- Защита от короткого замыкания
- Монитор напряжения питания
- Время неперекрытия .... 25 нс
- Дополнительная установка напряжения
- Разделение токов
- Защита от перенапряжения

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема CS-5155 представляет собой 5-разрядный синхронный контроллер понижающего преобразователя напряжения на двух *n*-канальных полевых транзисторах. Он обеспечивает беспрецедентную переходную характеристику для современной высокоинтегрированной быстродействующей логики. В стабилизаторе используется запатентованный метод управления, позволяющий получить время отклика на изменение нагрузки 100 нс. Микросхема допускает работу в диапазоне 4.5...20 В (V_{CC}) с номинальным напряжением питания схемы 12 В и основной шиной питания 5 или 12 В. Прибор разработан специально для питания процессоров Pentium® II и другой высокопроизводительной логики. Он обладает следующими особенностями: 5-разрядный ЦАП, защита от короткого замыкания, разброс выходного напряжения 1%, встроенный драйвер с выходным током до 1.5 А (peak), монитор V_{CC}, программируемый мягкий запуск. Контроллер CS-5155 совместим сверху вниз с 4-разрядным контроллером CS-5150 без каких-либо изменений конструкции печатной платы. Прибор выпускается в 16-выводном корпусе для поверхностного монтажа или корпусе типа DIP.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

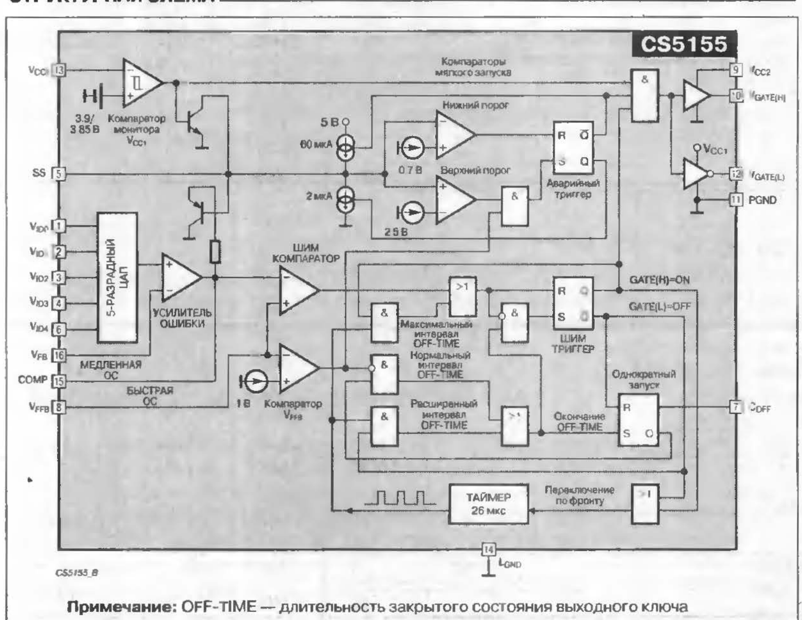
Пластмассовый корпус типа DIP-16 (CS-5155N)

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вход задания напряжения ЦАП	V_{ID0}	1	16	V_{FB}	Вход ОС усилителя ошибки
Вход задания напряжения ЦАП	V_{ID1}	2	15	COMP	Вывод компенсации усилителя ошибки
Вход задания напряжения ЦАП	V_{ID2}	3	14	LGnd	Сигнальная земля
Вход задания напряжения ЦАП	V_{ID3}	4	13	V_{CC1}	Напряжение питания
Мягкий запуск	SS	5	12	$V_{GATE(L)}$	Выход драйвера нижнего FET
Вход задания напряжения ЦАП	V_{ID4}	6	11	PGnd	Силовая земля
Конденсатор однократного запуска	C_{OFF}	7	10	$V_{GATE(H)}$	Выход драйвера верхнего FET
Быстрая обратная связь	V_{FFB}	6	9	V_{CC2}	Напряжение питания драйвера транзистора верхнего плеча

Пластмассовый корпус типа SO-16 (CS-5155D)

Вывод	№	№	Вывод
V_{ID0}	1	16	V_{FB}
V_{ID1}	2	15	COMP
V_{ID2}	3	14	LGnd
V_{ID3}	4	13	V_{CC1}
SS	5	12	$V_{GATE(L)}$
V_{ID4}	6	11	PGnd
C_{OFF}	7	10	$V_{GATE(H)}$
V_{FFB}	8	9	V_{CC2}

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



Примечание: OFF-TIME — длительность закрытого состояния выходного ключа

ТИПОНОМИНАЛЫ

Прибор	Корпус
CS-5155D16	SO-16N (9.9 мм)
CS-5155N16	DIP-16
CS-5155DR16	SO-16N, Tape & Reel

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Вывод	Напряжение, В	Ток, мА (DC)
V_{CC1}	−0.3...14	25
V_{CC2}	−0.3...20	20
SS	−0.3...6	-0.1
CDMP	−0.3...6	0.2
V_{FB}	−0.3...6	−0.2 мкА
C_{OFF}	−0.3...6	−0.2 мкА
V_{FFB}	−0.3...6	−0.2 мкА
V_{ID0}...V_{ID4}	−0.3...6	−0.05
$V_{GATE(H)}$	−0.3...20	100
$V_{GATE(L)}$	−0.3...14	100
LGnd	0	25
PGnd	0	100
Температура пайки выводов:	пайка волной (монтаж в отверстия)	10 с (max), 260°С (peak)
	оплавление полуды	60 с (max) свыше 183°С, 230°С (peak)

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При $0 < T_A < +70°C$; $0 < T_J < +85°C$; $8 < V_{CC1} < 14$ В; $5 < V_{CC2} < 20$ В; ЦАП: $V_{ID4} = V_{ID2} = V_{ID1} = V_{ID0} = 1$; $V_{ID3} = 0$; $CV_{GATE(L)} = CV_{GATE(H)} = 1$ нФ; $C_{OFF} = 330$ пФ; $C_{SS} = 0.1$ мкФ, если не оговорено иное

Параметр	Условия	Значение			Единица измерения
		не менее	типовое	не более	
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ					
Ток смещения V_{FB}	$V_{FB} = 0$ В	—	0.3	1.0	мкА
Усиление при разомкнутой петле ОС	$1.25 < V_{COMP} < 4$ В, прим. 1	50	60	—	дБ
Полоса пропускания	Прим. 1	500	3000	—	кГц
Втекающий ток COMP	$V_{COMP} = 1.5$ В; $V_{FB} = 3$ В; $V_{SS} > 2$ В	0.4	2.5	8.0	мА
Вытекающий ток COMP	$V_{COMP} = 1.2$ В; $V_{FB} = 2.7$ В; $V_{SS} = 5$ В	30	50	70	мкА
Ток фиксации COMP	$V_{COMP} = 0$ В; $V_{FB} = 2.7$ В	0.4	1.0	1.6	мА
ВЫСОКИЙ уровень COMP	$V_{FB} = 2.7$ В; $V_{SS} = 5$ В	4.0	4.3	5.0	В
НИЗКИЙ уровень COMP	$V_{FB} = 3$ В	—	160	300	В
Коэффициент подавления пульсаций напряжения питания	$8 < V_{CC1} < 14$ В @ 1 кГц; прим. 1	60	85	—	дБ
МОНИТОР V_{CC1}					
Порог запуска	Переключение на выходе	3.75	3.90	4.05	В
Порог останова	Отсутствие переключения на выходе	3.70	3.85	4.00	В
Гистерезис	Запуск-останов	—	50	—	мВ
ЦАП					
Входное пороговое напряжение	$V_{ID0}, V_{ID1}, V_{ID2}, V_{ID3}, V_{ID4}$	1.00	1.25	2.40	В
Входное нагрузочное сопротивление (на питание)	$V_{ID0}, V_{ID1}, V_{ID2}, V_{ID3}, V_{ID4}$	25	50	100	кОм
Напряжение открытого входа	—	4.85	5.00	5.15	В
Разброс выходного напряжения ЦАП	Измер.: $V_{FB} = V_{COMP}$, $25 \leq T_J \leq 85°C$	—	—	1.0	%

V_{ID4}	V_{ID3}	V_{ID2}	V_{ID1}	V_{ID0}	Условия	не менее	типовое	не более	Единица измерения
0	1	1	1	1		1.3266	1.3400	1.3534	В
0	1	1	1	0		1.3761	1.3900	1.4039	В
0	1	1	0	1		1.4256	1.4400	1.4544	В
0	1	1	0	0		1.4751	1.4900	1.5049	В
0	1	0	1	1		1.5246	1.5400	1.5554	В
0	1	0	1	0		1.5741	1.5900	1.6059	В
0	1	0	0	1		1.6236	1.6400	1.6564	В
0	1	0	0	0		1.6731	1.6900	1.7069	В
0	0	1	1	1		1.7226	1.7400	1.7574	В
0	0	1	1	0		1.7721	1.7900	1.8079	В
0	0	1	0	1		1.8216	1.8400	1.8584	В
0	0	1	0	0		1.8711	1.8900	1.9089	В
0	0	0	1	1		1.9206	1.9400	1.9594	В
0	0	0	1	0		1.9701	1.9900	2.0099	В
0	0	0	0	1		2.0196	2.0400	2.0604	В
0	0	0	0	0		2.0691	2.0900	2.1109	В
1	1	1	1	1		1.2315	1.2440	1.2564	В
1	1	1	1	0		2.1186	2.1400	2.1614	В
1	1	1	0	1		2.2176	2.2400	2.2624	В
1	1	1	0	0		2.3166	2.3400	2.3634	В
1	1	0	1	1		2.4156	2.4400	2.4644	В
1	1	0	1	0		2.5146	2.5400	2.5654	В
1	1	0	0	1		2.6136	2.8400	2.6664	В
1	1	0	0	0		2.7126	2.7400	2.7674	В
1	0	1	1	1		2.8116	2.8400	2.8684	В
1	0	1	1	0		2.9106	2.9400	2.9694	В
1	0	1	0	1		3.0096	3.0400	3.0704	В
1	0	1	0	0		3.1086	3.1400	3.1714	В
1	0	0	1	1		3.2076	3.2400	3.2724	В
1	0	0	1	0		3.3066	3.3400	3.3734	В
1	0	0	0	1		3.4056	3.4400	3.4744	В
1	0	0	0	0		3.5046	3.5400	3.5754	В

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Параметр	Условия	Значение			Единица измерения
		не менее	типовое	не более	
	$V_{GATE(H)}$ и $V_{GATE(L)}$				
Напряжение насыщения при вытекающем токе 100 мА	Измер.: $V_{CC1} - V_{GATE(L)}$; $V_{CC2} - V_{GATE(H)}$	—	1.2	2.0	В
Напряжение насыщения при втекающем токе 100 мА	Измер.: $V_{GATE(H)} - V_{PGnd}$; $V_{GATE(L)} - V_{PGnd}$	—	1.0	1.5	В
Время нарастания	$1 < V_{GATE(H)} < 9$ В; $1 < V_{GATE(L)} < 9$ В; $V_{CC1} = V_{CC2} = 12$ В	—	30	50	нс
Время спада	$9 > V_{GATE(H)} > 1$ В; $9 > V_{GATE(L)} > 1$ В; $V_{CC1} = V_{CC2} = 12$ В	—	30	50	нс
Сквозной ток	Прим. 1	—	—	50	мА
Задержка $V_{GATE(H)}$ к $V_{GATE(L)}$	Спад $V_{GATE(H)}$ до 2 В; $V_{CC1} = V_{CC2} = 8$ В; нарастание $V_{GATE(L)}$ до 2 В	—	25	50	нс
Задержка $V_{GATE(L)}$ к $V_{GATE(H)}$	Спад $V_{GATE(L)}$ до 2 В; $V_{CC1} = V_{CC2} = 8$ В; нарастание $V_{GATE(H)}$ до 2 В	—	25	50	нс
Сопротивление $V_{GATE(H)}$, $V_{GATE(L)}$	Резистор на LGnd	20	50	100	кОм
Диод Шоттки $V_{GATE(H)}$, $V_{GATE(L)}$	LGnd к $V_{GATE(H)}$ @ 10 мА; LGnd к $V_{GATE(L)}$ @ 10 мА	—	600	800	мВ
	МЯГКИЙ ЗАПУСК (SS)				
Время заряда	—	1.6	3.3	5.0	мс
Период следования импульсов	—	25	100	200	мс
Рабочий цикл	(Время заряда/Период) x 100	1.0	3.3	6.0	%
Напряжение фиксации COMP	$V_{FB} = 0$ В; $V_{SS} = 0$	0.50	0.95	1.10	В
Аварийный запрет SS V_{FFB}	$V_{GATE(H)}$ = НИЗКИЙ; $V_{GATE(L)}$ = НИЗКИЙ	0.9	1.0	1.1	В
Верхний порог	—	—	2.5	3.0	В
	ШИМ-КОМПАРАТОР				
Переходная характеристика	V_{FFB} = 0 к 5 В; $V_{GATE(H)}$ = 9 к 1 В; $V_{CC1} = V_{CC2} = 12$ В	—	100	125	нс
Ток смещения V_{FFB}	$V_{FFB} = 0$ В	—	0.3	—	мкА
	ТОК ПОТРЕБЛЕНИЯ				
I_{CC1}	Отсутствие переключений	—	8.5	13.5	мА
I_{CC2}	Отсутствие переключений	—	1.6	3.0	мА
Рабочий I_{CC1}	$V_{FB} = V_{COMP} = V_{FFB}$	—	8	13	мА
Рабочий I_{CC2}	$V_{FB} = V_{COMP} = V_{FFB}$	—	2	5	мА
	C_{OFF}				
Нормальное время заряда	$V_{FFB} = 1.5$ В; $V_{SS} = 5$ В	1.0	1.6	2.2	мкс
Расширенное время заряда	$V_{SS} = V_{FFB} = 0$ В	5.0	8.0	11.0	мкс
Время разряда	C_{OFF} до 5 В; $V_{FB} > 1$ В	5.0	—	—	мА
	ТАЙМ-АУТ-ТАЙМЕР				
Время отключения	$V_{FB} = V_{COMP}$; большая длительность импульса записи $V_{GATE(H)}$	10	30	50	мкс
Рабочий цикл в аварийном режиме	$V_{FFB} = 0$ В	35	50	65	%

Примечание
1. Гарантируется конструкцией, выборочный контроль при производств

ОПИСАНИЕ ВЫВОДОВ

Ввод	Обозначение	Описание
1, 2, 3, 4, 6	$V_{ID0}...V_{ID4}$	Входы задания напряжения ЦАП. Эти выводы имеют внутренние резисторы на плюс питания. V_{ID4} определяет рабочий диапазон ЦАП. Когда V_{ID4} = ВЫСОКИЙ (логическая "1"), ЦАП работает в диапазоне 2.14...3.54 В с дискретностью 100 мВ, а когда V_{ID4} = НИЗКИЙ (логический "0"), диапазон ЦАП составляет 1.34...2.09 В с дискретностью 50 мВ. Входы $V_{ID0}...V_{ID4}$ определяют выходное напряжение ЦАП в соответствии с таблицей электрических параметров. Если все пять входов открыты, выходное напряжение ЦАП равно 1.244 В и допускает регулировку обычным резистивным делителем
5	SS	Мягкий запуск. Конденсатор между этим выводом и землёй в сочетании с внутренним источником тока 60 мкА обеспечивают функцию мягкого запуска контроллера. Этот вывод блокирует аварийное детектирование в процессе мягкого запуска. При аварийной ситуации ёмкость мягкого запуска медленно разряжается внутренним источником 2 мкА, определяющим паузу до перезапуска ИС. Отношение тока заряда к току разряда, равное 30, задаёт рабочий цикл микросхемы при коротком замыкании выхода стабилизатора
7	C_{OFF}	Конденсатор между этим выводом и землёй устанавливает время однократного запуска, когда используется архитектура с постоянным отключением
8	V_{FFB}	Быстрая обратная связь к ШИМ-компаратору. Этот вывод подключён к выходу стабилизатора. Внутренняя петля обратной связи временно разрывается
9	V_{CC2}	Повышенное питание драйвера ключевого транзистора верхнего плеча
10	$V_{GATE(H)}$	Выход драйвера верхнего FET с нагрузочной способностью до 1.5 А (peak). Внутренние схемы предотвращают одновременное включение $V_{GATE(H)}$ и $V_{GATE(L)}$
11	PGnd	Силовая земля микросхемы. MOSFET-драйверы работают относительно этого вывода. Земля входной ёмкости и исток нижнего FET должны быть соединены с PGnd
12	$V_{GATE(L)}$	Выход драйвера нижнего FET с нагрузочной способностью до 1.5 А (peak)
13	V_{CC1}	Вход питания микросхемы и драйвера ключевого транзистора нижнего плеча
14	LGnd	Сигнальная земля микросхемы. Все управляющие схемы работают относительно этого вывода
15	COMP	Вывод компенсации усилителя ошибки. Подключение внешней ёмкости на землю для частотной коррекции усилителя
16	V_{FB}	Вход обратной связи по постоянному току усилителя ошибки. Это основная обратная связь по напряжению, определяющая выходное напряжение стабилизатора. Данный вывод может быть соединён с выходом непосредственно или через удалённую следящую связь (удалённое считывание)

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

МЕТОД УПРАВЛЕНИЯ V²

V2-метод управления использует пилообразный сигнал, который генерируется на эквивалентном последовательном сопротивлении (ESR) выходных емкостей. Эта "пила" пропорциональна переменному току, текущему через основной дроссель, и имеет постоянное смещение, равное постоянной составляющей выходного напряжения. Данная схема управления компенсирует любые изменения питания или нагрузки, так как пилообразный сигнал генерируется непосредственно из выходного напряжения. V²-управление отличается от традиционной техники управления, такой как управление по напряжению, при котором генерируется искусственная "пила", или управление по току (дополнительная обратная связь по току), когда "пила" генерируется из тока дросселя.

Рис. 1. Диаграмма V²-управления

V²-метод управления иллюстрирует **Рис. 1**. Выходное напряжение используется для генерации как сигнала ошибки, так и пилообразного сигнала. Так как "пила" — это просто выходное напряжение, на неё влияет любое изменение на выходе, независимо от источника изменений. Пилообразный сигнал содержит также постоянную составляющую выходного напряжения, что позволяет схеме управления изменять рабочий цикл выходного ключа от 0 до 100%.

Изменение линейного напряжения приводит к изменению нарастания тока в дросселе, что изменяет пилообразный сигнал, который в свою очередь приводит к компенсации коэффициента заполнения схемой V²-управления. Изменение тока дросселя изменяет пилообразный сигнал, как и при токовом управлении, поэтому схема V²-управления обладает теми же преимуществами при стабилизации по напряжению питания.

Изменение тока нагрузки влияет на выходное напряжение, что также отражается на пилообразном сигнале и приводит к немедленному изменению состояния выхода компаратора, который управляет главным ключом. Отклик на изменение нагрузки определяется только временем отклика компаратора и быстродействием главного ключа. Время реакции на приращение нагрузки не зависит от граничной частоты контура сигнала ошибки, как в традиционных методах управления.

Контур сигнала ошибки может иметь низкую граничную частоту, так как переходная характеристика схемы определяется контуром пилообразного сигнала. Основное назначение этой "медленной" обратной связи — обеспечить точность по постоянному току. Помехоустойчивость данной схемы значительно выше, так как полоса пропускания усилителя ошибки ограничена низкой частотой. Большая помехоустойчивость позволяет улучшить удалённое считывание выходного напряжения, так как шум, вызванный длинной линией обратной связи, может быть эффективно отфильтрован.

Значительно улучшена стабилизация по напряжению и току, что связано с наличием двух независимых контуров обратной связи. Управление по напряжению основывается на изменении сигнала ошибки для компенсации изменений линейного и нагрузочного напряжения. Это изменение сигнала ошибки приводит к изменению выходного напряжения в соответствии с коэффициентом усиления усилителя ошибки, что и определяется как стабилизация по напряжению и току. Контроллер с управлением по току поддерживает фиксированную величину сигнала ошибки при изменении линейного напряжения, так как при этом изменяется наклон пилообразного напряжения, но при изменении нагрузки стабилизация по-прежнему основывается на изменении сигнала ошибки. V²-метод управления поддерживает фиксированную величину сигнала ошибки как для изменений линейного напряжения, так и тока нагрузки, потому что и то и другое изменение воздействуют на пилообразный сигнал.

ПОСТОЯННОЕ ВРЕМЯ ВЫКЛЮЧЕННОГО СОСТОЯНИЯ (OFF TIME)

Для максимизации переходной характеристики в CS-5155 используется метод постоянного времени выключенного состояния, который позволяет управлять скоростью следования выходных импульсов. При нормальной работе время непроводящего состояния ключа верхнего плеча прерывается после фиксированного периода, определяемого ёмкостью C_{OFF}. Чтобы поддерживать стабилизацию, контур V²-управления изменяет время включённого состояния. ШИМ-компаратор следит за нарастанием выходного напряжения и закрывает выходной ключ.

Постоянное время выключенного состояния имеет ряд преимуществ. Рабочий цикл ключа может изменяться в пределах 0...100% при переходных процессах напряжения питания или нагрузки, причём могут поддерживаться длительное время значения как 0, так и 100%. Появляется возможность избежать компенсации наклона ШИМ для предотвращения субгармонической генерации при больших коэффициентах заполнения.

Время включённого состояния ограничено внутренним таймером на 25 мкс, что минимизирует нагрузку на силовые компоненты.

ПРОГРАММИРУЕМЫЙ ВЫХОД

Микросхема CS-5155 обеспечивает два метода программирования выходного напряжения источника питания. 5-разрядный цифро-аналоговый преобразователь обеспечивает два диапазона выходного напряжения: 2.14...3.54 В с приращением 100 мВ и 1.34...2.09 В с приращением 50 мВ, в зависимости от цифрового кода. Если все битовые входы оставить открытыми (или подать на них логические "1"), то микросхема переходит в режим аналоговой подстройки, в котором пользователь может получить любое выходное напряжение подбором резистивного делителя на выводах V_{FB} и V_{FFB}, как в традиционных стабилизаторах напряжения. Микросхема CS-5155 прямо заменяет контроллер CS-5150, имеющий 4-разрядный ЦАП.

ЗАПУСК

До тех пор, пока напряжение питания V_{CC1} не превышает порог монитора 3.9 В, выводы мягкого запуска и затворов имеют низкий потенциал. Аварийный (FAULT) триггер сброшен. Выход усилителя ошибки (COMP) поддерживается на уровне 1 В защёлкой компаратора. Как только V_{CC1} превысит порог 3.9 В, активируется выход GATE(H), и начинается заряд ёмкости мягкого запуска. Выход GATE(H) открывает *n*-FET-ключ и остаётся включённым, пока его не отключит ШИМ-компаратор или таймер времени включённого состояния (ON-TIME).

Если таймер ON-TIME срабатывает прежде, чем выходное напряжение стабилизатора достигает 1 В, импульс прерывается. Выход GATE(H) становится НИЗКИМ, а выход GATE(L) — ВЫСОКИМ для получения расширенного времени OFF-TIME, приблизительно равного

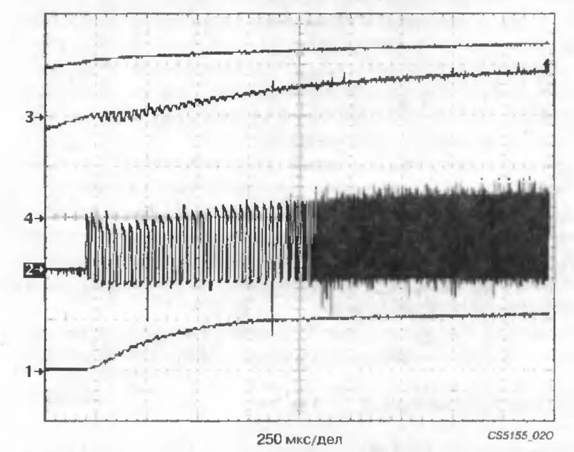
3

максимальному времени ON-TIME, что приводит к рабочему циклу порядка 50%. Затем выход GATE(L) становится НИЗКИМ, а GATE(H) – ВЫСОКИМ, и цикл повторяется.

Когда выходное напряжение стабилизатора достигает 1 В, начинается режим стабилизации и обеспечивается нормальное время ON-TIME. ШИМ-компаратор ограничивает время включённого состояния ON-TIME, при этом время OFF-TIME устанавливается ёмкостью C_{OFF}. Контур V^2-управления подстраивает коэффициент заполнения так, чтобы выходное напряжение отслеживало выход усилителя ошибки.

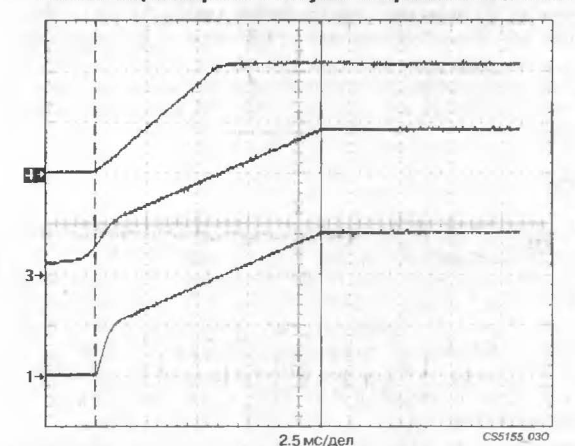
Конденсаторы мягкого запуска и COMP будут заряжаться до максимального значения, обеспечивая контролируемое включение выхода стабилизатора. Время включённого состояния стабилизатора определяется зарядом ёмкости COMP до её финального значения, которое ограничено напряжением на выводе мягкого запуска (См. **Рис. 2** и **3**).

Рис. 2. Запуск CS-5155 при подаче питания 12 и 5 В. За расширенным временем OFF-TIME следует работа с нормальным временем OFF-TIME, когда начинается стабилизация выходного напряжения



1 — Выходное напряжение стабилизатора (1 В/дел.), 1.04 В (High)
2 — Узел подключения дросселя (2 В/дел.), 2.88 В (High)
3 — Вход 12 В (V_{CC1} и V_{CC2}) (5 В/дел.), 6.6 В (High)
4 — Вход 5 В (1 В/дел.), 2.8 В (High)

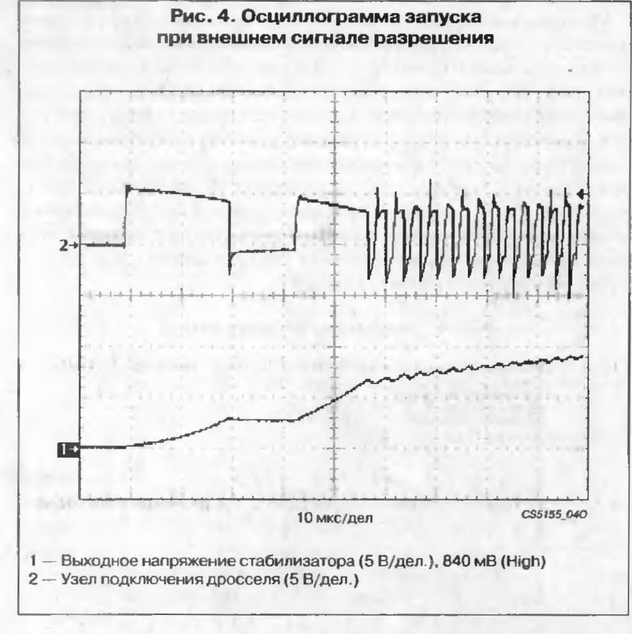
Рис. 3. Осциллограммы запуска микросхемы CS-5155



1 — Выходное напряжение стабилизатора (1 В/дел.), 2.84 В (High)
2 — Вывод COMP (выход усилителя ошибки) (1 В/дел.)
3 — Вывод мягкого запуска [2 В/дел.)
Δ: 11.10 мс, @: 10.15 В

Если быстро растёт входное напряжение, или происходит внешнее разблокирование выхода стабилизатора, то рост выходного напряжения до уровня, установленного усилителем ошибки, происходит быстрее, обычно за пару циклов (См. **Рис. 4**).

Рис. 4. Осциллограмма запуска при внешнем сигнале разрешения



1 — Выходное напряжение стабилизатора (5 В/дел.), 840 мВ (High)
2 — Узел подключения дросселя (5 В/дел.)

НОРМАЛЬНАЯ РАБОТА

При нормальной работе время отключённого состояния OFF-TIME постоянно и определяется ёмкостью конденсатора C_{OFF}. Время ON-TIME регулируется контуром V^2-управления для поддержания стабилизации. Это приводит к изменению частоты переключений, коэффициента заполнения и к выходным пульсациям в ответ на изменение нагрузки или напряжения питания. Пульсации выходного напряжения определяются пульсациями тока дросселя и ЭПС (ESR) выходных емкостей (См. **Рис. 5** и **6**).

Рис. 5. Иллюстрация пульсаций при V_{OUT} = 2.8 В и I_{OUT} = 0.5 А (малая нагрузка)

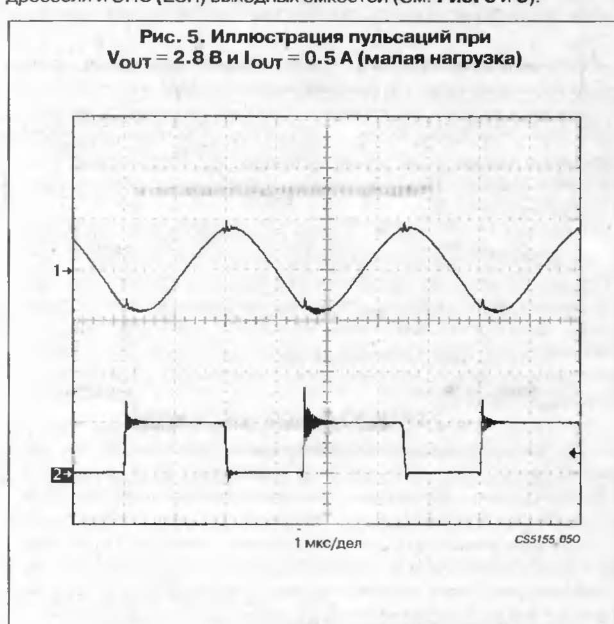
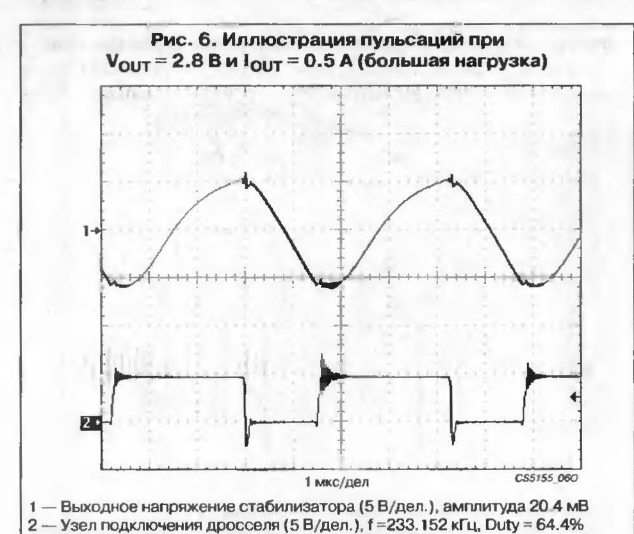


Рис. 6. Иллюстрация пульсаций при V_{OUT} = 2.8 В и I_{OUT} = 0.5 А (большая нагрузка)



1 — Выходное напряжение стабилизатора (5 В/дел.), амплитуда 20.4 мВ
2 — Узел подключения дросселя (5 В/дел.), f =233.152 кГц, Duty = 64.4%

ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

V^2-управление позволяет достичь беспрецедентной пвреходной характеристики при изменении входного напряжения и выходного тока. Поцикловая регулировка коэффициента заполнения приводит к быстрому росту тока дросселя до требуемого уровня. Так как ток дросселя не может изменяться мгновенно, в течение времени, необходимого на его изменение, стабилизация поддерживается выходной ёмкостью(ями).

Также улучшен отклик на перегрузку по току посредством "адаптивной установки напряжения". Эта техника заранее смещает напряжение на выходной ёмкости для снижения отклонения выходного напряжения при изменении нагрузки.

Разброс в 1% позволяет поднять напряжение опорного источника усилителя ошибки на +40 мВ без потери точности по постоянному току. "Понижающий резистор", расположенный на печатной плате, связывает вывод усилителя ошибки (V_{FB}) с выходной ёмкостью и нагрузкой так, чтобы через него протекал выходной ток. В отсутствие нагрузки постоянное падение напряжения на резисторе отсутствует, выходное напряжение отслеживает напряжение на усилителе ошибки, включая смещение +40 мВ. При полной нагрузке падение напряжения на резисторе составляет порядка 80 мВ. Это приводит к смещению выходного напряжения –40 мВ.

Рис. 7. Переходная характеристика при импульсе выходного тока от 0.5 до 13 А (выходное напряжение 2.8 В)

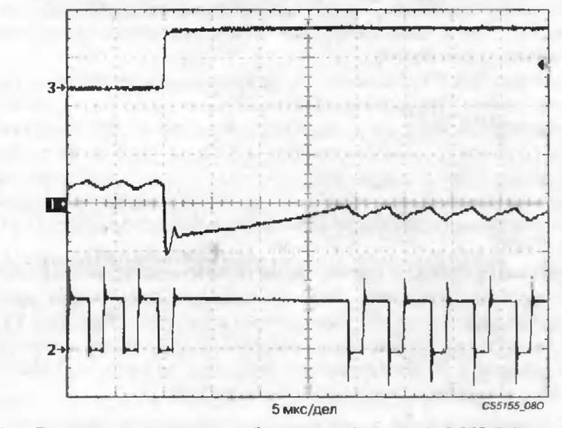
100 мкс/дел CS5155_070

1 — Выходное напряжение стабилизатора (1 В/дел.), 2.948 В (max), 2.672 В (min), 276 мВ (p-p)
3 — Выходной ток стабилизатора (20 В/дел.)

В результате адаптивной установки напряжения появляется дополнительный запас переходной характеристики до выхода за установленные пределы. Когда нагрузочный ток внезапно увеличивается от минимального значения, выходная ёмкость смещена на +40 мВ. И наоборот, когда выходной ток внезапно снижается от максимального уровня, выходная ёмкость смещена на –40 мВ (См. **Рис. 7**, **8** и **9**). Для улучшения переходной характеристики обычно используется комбинация двух (и больше) выходных конденсаторов: небольшого высокочастотного и низкочастотного большой ёмкости.

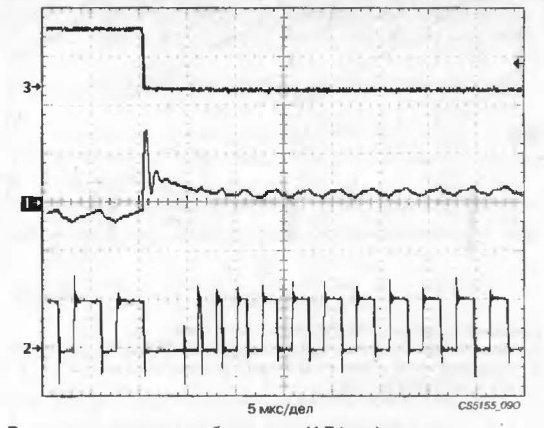
Если при внезапном увеличении нагрузочного тока происходит превышение максимального времени включённого состояния, то наступает нормальное время OFF-TIME для предотвращения насыщения выходного дросселя.

Рис. 8. Переходная характеристика при подключении нагрузки 13 А (выходное напряжение 2.8 В). По достижении нормального времени OFF-TIME контур V^2-управления немедленно подключает дроссель к входному напряжению, обеспечивая рабочий цикл 100%. Стабилизация достигается менее чем за 20 мкс.



1 — Выходное напряжение стабилизатора (1 В/дел.), 2.848 В (max), 2.692 В (min), 156 мВ (p-p)
2 — Точка подключения дросселя (5 В/дел.)
3 — Выходной ток (от 0.5 до 13 А) (20 В/дел.)

Рис. 9. Переходная характеристика при отключении нагрузки 13 А (выходное напряжение 2.8 В). V^2-управление немедленно подключает дроссель к земле, обеспечивая коэффициент заполнения 0%. Стабилизация достигается менее, чем за 10 мкс



1 — Выходное напряжение стабилизатора (1 В/дел.)
2 — Точка подключения дросселя (5 В/дел.), 2.948 В (max), 2.756 В (min), 192 мВ (p-p)
3 — Выходной ток (от 13 до 0.5 А) (20 В/дел.)

ОСОБЕННОСТИ ЗАЩИТЫ И МОНИТОРИНГА

МОНИТОР V_{CC1}

Монитор V_{CC1} используется для предотвращения работы при питании менее 3.75 В с целью поддержания предсказуемых характеристик запуска и отключения. Компаратор монитора V_{CC1} обеспечивает гистерезис и гарантирует минимальный порог отключения 3.70 В.

ЗАЩИТА ОТ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

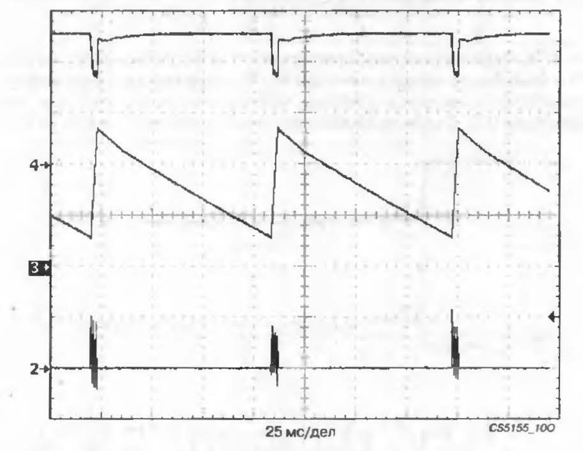
Для работы пульсирующей схемы защиты от короткого замыкания требуется только один конденсатор мягкого запуска. В условиях короткого замыкания (V_{FFB} < 1 В) компаратор пониженного V_{FFB} устанавливает аварийный (FAULT) триггер. Это приводит к запиранию верхнего MOSFET и отключению дросселя от входного напряжения. Конденсатор мягкого запуска медленно разряжается током 2 мкА до нижнего порога 0.7 В. Затем стабилизатор пытается произвести нормальный перезапуск в режиме расширенного времени OFF-TIME и при рабочем цикле 50%, при этом конденсатор заряжается током 60 мкА.

Если условия КЗ сохраняются, то выход стабилизатора не достигнет нижнего порога компаратора V_{FFB} в 1 В за время заряда конденсатора мягкого запуска до верхнего порога 2.5 В. Цикл повторяется до тех пор, пока не исчезнет КЗ. Отношение токов заряда и разряда конденсатора мягкого запуска определяет рабочий цикл импульсов (2 мкА/60 мкА = 3.3%), тогда как реальный рабочий цикл в два раза меньше благодаря режиму расширенного времени OFF-TIME (1.65%).

Эта защита приводит к меньшим нагрузкам на компоненты стабилизатора, входной источник питания и печатную плату, которые неизбежны при защите с постоянным уровнем тока КЗ (См. **Рис. 10** и **11**).

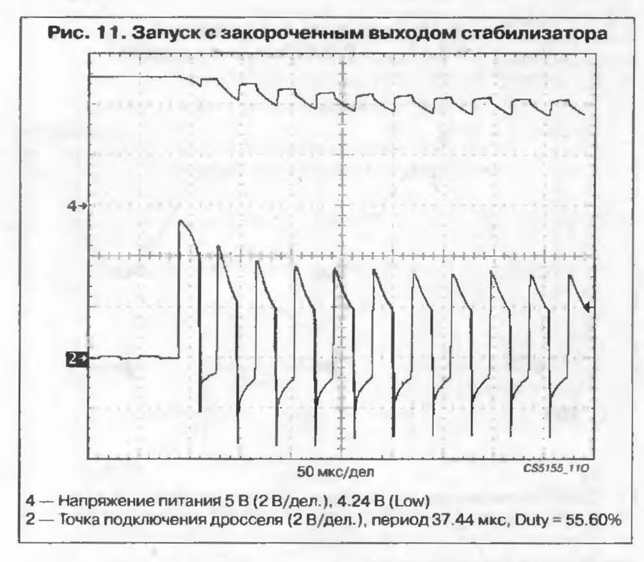
Если условия КЗ устранены, выходное напряжение поднимается выше порога 1 В, предотвращая установку аварийного (FAULT) триггера, и возобновляется нормальная работа.

Рис. 10. Пульсирующий режим защиты от короткого замыкания. Импульсы на затвор поступают только при заряде конденсатора мягкого запуска, а при разряде блокируются



4 — Напряжение питания 5 В (2 В/дел.), 3.52 В (Low)
3 — Времязадающий конденсатор мягкого запуска (1 В/дел.)
2 — Точка подключения дросселя (2 В/дел.), период 88.64 мс, 2.74 В (max), 560 мВ (min)

Рис. 11. Запуск с закороченным выходом стабилизатора



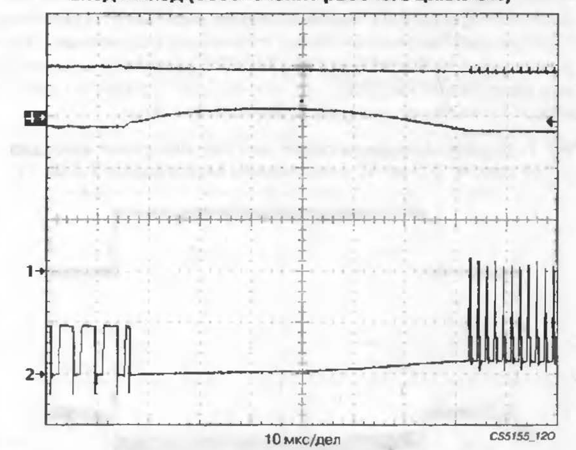
4 — Напряжение питания 5 В (2 В/дел.), 4.24 В (Low)
2 — Точка подключения дросселя (2 В/дел.), период 37.44 мкс, Duty = 55.60%

ЗАЩИТА ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ

Защита от перенапряжения (OVP) обеспечивается нормальной работой метода управления V^2 и не требует дополнительных внешних компонентов. Управляющий контур реагирует на условие повышенного напряжения в пределах 100 нс, вызывая запирание верхнего MOSFET, отключая тем самым стабилизатор от входного напряжения. Затем активируется нижний MOSFET, что приводит к шунтирующему действию для фиксации выходного напряжения и предотвращения повреждений в нагрузке (См. **Рис. 12** и **13**). Стабилизатор остаётся в этом состоянии до тех пор, пока не исчезнет перегрузка или до отключения напряжения питания.

Для правильного использования OVP необходим правильный выбор нижнего FET и топологии печатной платы.

Рис. 12. Защита от перенапряжения при коротком замыкании вход-выход (обеспечение рвбочего цикла 0%)



4 — Питание 5 В (% В/дел.), 5.1 В (max), 4.2 В (min)
1 — Выходное напряжение стабилизатора (1 В/дел.), 3.14 В (max), 2.68 В (min)
2 — Точка подключения дросселя (5 В/дел.)

Рис. 13. Защита от перенапряжения при коротком замыкании вход-выход шунтированием входного напряжения на землю

5 мс/дел CS5155_130

4 — Питание 5 В (% В/дел.)
1 — Выходное напряжение стабилизатора (1 В/дел.), 3.08 В (max)

Рис. 16. Демонстрация сигнала Power Good при включении, сигнал PG активируется при выходном напряжении 1.70 В

2.5 мс/дел CS5155_160

3 — Вход 12 В (V_{CC1} и V_{CC2}) (10 В/дел.), 12.8 В (High)
4 — Вход 5 В (2 В/дел.), 4.96 В(High)
1 — Выходное напряжение стабилизатора (1 В/дел.), 2.84 В (High)
2 — Сигнал "Power Good" (2 В/дел.)
Δ: 1.70 В, @: 1.70 В

ВНЕШНЯЯ СХЕМА БЛОКИРОВКИ ВЫХОДА

Управление включением/выключением стабилизатора можно осуществить посредством введения двух дискретных компонентов (См. **Рис. 14**). Эта схема подаёт ВЫСОКИЙ уровень на вход мягкого запуска и НИЗКИЙ уровень на вход V_{FFB}, эмулируя тем самым условия КЗ.

Рис. 14. Блокировка микросхемы CS-5155

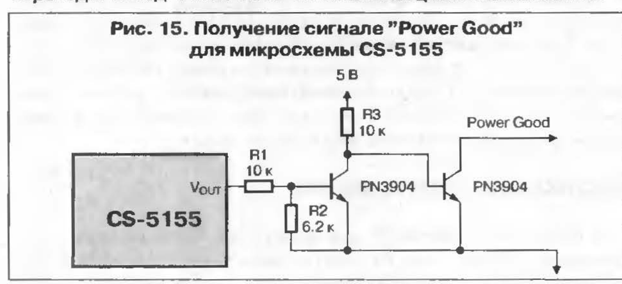
ВНЕШНЯЯ СХЕМА КОНТРОЛЯ НОРМАЛЬНОГО ПИТАНИЯ (POWER GOOD)

Введение четырёх дополнительных внешних компонентов позволяет генерировать сигнал "Power Good" (См. **Рис. 15**). Пороговое напряжение для данного сигнала регулируется в соответствии со следующим уравнением:

$$V_{POWER\,GOOD} = 0.65\ [В] \times \frac{(R1 + R2)}{2}.$$

Эта схема обеспечивает выход с открытым коллектором, который при напряжении стабилизатора, меньшем, чем $V_{POWER\ GOOD}$, переводит выход "Power Good" в низкопотенциальное состояние.

Рис. 15. Получение сигнале "Power Good" для микросхемы CS-5155



ВЫБОР ВНЕШНИХ КОМПОНЕНТОВ

Микросхема CS-5155 может использоваться с различными внешними компонентами в зависимости от требований по стоимости и производительности конструкции. Следующая информация может оказаться полезной при выборе компонентов.

СИЛОВЫЕ *n*-FET-ТРАНЗИСТОРЫ

Могут использоваться стандартные приборы и MOSFET с логическим управлением. Схемы формирует сигналы управления из напряжения 12 В, которое позволяет управлять MOSFET с логическим входом и присутствует в большинстве компьютерных систем. Или можно применить технику вольтодобавки (charge pump) для использования стандартных MOSFET и питания от систем только с одним питанием 5 или 12 В (20 В (max)). Для снижения потерь и улучшения эффективности можно использовать параллельное включение MOSFET.

Напряжение на затворе MOSFET зависит от схемы применения. Как верхний, так и нижний драйверы должны обеспечивать управление в пределах 1.5 В от земли в НИЗКОМ состоянии и в пределах 2 В от напряжения питания в ВЫСОКОМ состоянии. На практике затворы FET-транзисторов управляются с размахом "rail-to-rail", благодаря выбросам, вызванным емкостной нагрузкой. Для типового применения, когда $V_{CC1} = V_{CC2}$ = 12 В и 5 В в качестве источника выходного тока стабилизатора, получаются следующие величины:

$$V_{GATE(H)} = 12\ В - 5\ В = 7\ В,\ V_{GATE(L)} = 12\ В$$ (См. **Рис. 17**).

Наиболее важный аспект производительности MOSFET представляет величина $R_{DS}(ON)$, от которой зависит также тепловыделение стабилизатора.

Рассеиваемую мощность MOSFET можно оценить следующим образом:

ключевой MOSFET

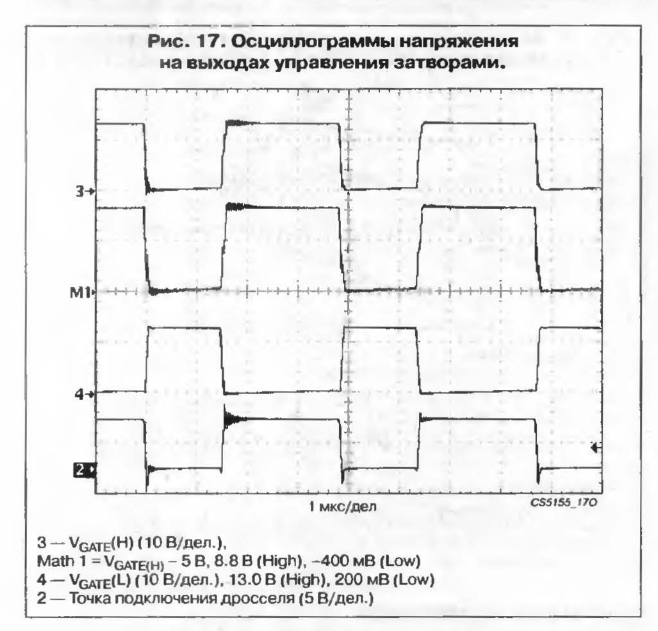
$$P_D = I^2_{LOAD} \times R_{DS}(ON) \times \text{рабочий цикл};$$

синхронный MOSFET

$$P_D = I^2_{LOAD} \times R_{DS}(ON) \times (1 - \text{рабочий цикл});$$

$$\text{Рабочий цикл} = \frac{V_{OUT} + I_{LOAD} \times R_{DS}(ON)_{SYNC}}{V_{IN} + I_{LOAD} \times R_{DS}(ON)_{SYNC} - I_{LOAD} \times R_{DS}(ON)_{SW}}$$

Рис. 17. Осциллограммы напряжения на выходах управления затворами.



3 — V_{GATE}(H) (10 В/дел.),
Math 1 = $V_{GATE(H)}$ – 5 В, 8.8 В (High), –400 мВ (Low)
4 — V_{GATE}(L) (10 В/дел.), 13.0 В (High), 200 мВ (Low)
2 — Точка подключения дросселя (5 В/дел.)

ЁМКОСТЬ ОТКЛЮЧЁННОГО СОСТОЯНИЯ (C_{OFF})

Времязадающий конденсатор C_{OFF} устанавливает время отключённого состояния (OFF-TIME):

$$T_{OFF} = C_{OFF} \times 4848.5.$$

Когда напряжение V_{FFB} меньше 1 В, ток заряда ёмкости C_{OFF} уменьшается. Расширенное время отключённого состояния определяется по формуле:

$$T_{OFF} = C_{OFF} \times 24242.5.$$

Время отключённого состояния определяется временем T_{OFF} или тайм-аут-таймером, в зависимости от того, какое время больше.

Приведённое выше уравнение для рабочего цикла можно использовать для определения частоты переключения стабилизатора и выбора C_{OFF}:

$$C_{OFF} = Период \times \frac{1 - рабочий\ цикл}{4848.5},$$

где

$$Период = \frac{1}{частота\ переключения}.$$

ДИОД ШОТТКИ ДЛЯ СИНХРОННОГО MOSFET

Для улучшения эффективности преобразования параллельно с синхронным MOSFET может включаться диод Шоттки. В преобразователе на базе CS-5155 роль этого диода может играть паразитный диод синхронного MOSFET, что снижает стоимость конструкции. При рабочих частотах порядка 200 кГц малое время неперекрытия (non-overlap time) в сочетании с прямым временем восстановления диода Шоттки позволяют получить результаты не хуже, чем при использовании внешнего диода (См. **Рис. 6**, канал 2). Мощность, рассеиваемая синхронным MOSFET с внутренним диодом, можно оценить из выражения:

$$P_D = V_{BD} \times I_{LOAD} \times время\ проводимости \times частота\ переключения,$$

где V_{BO} — прямое падение на объёмном диоде MOSFET.

Для демонстрационной платы для CS-5155, как показано на **Рис. 6**

$$P_D = 1.6\ В \times 13\ А \times 100\ нс \times 233\ кГц = 0.48\ Вт.$$

Это только 1.3% от мощности 36.4 Вт, отдаваемой в нагрузку.

ПОНИЖАЮЩИЙ РЕЗИСТОР АДАПТИВНОЙ УСТАНОВКИ НАПРЯЖЕНИЯ

Адаптивная установка напряжения используется для уменьшения отклонения выходного напряжения при резких изменениях нагрузки. Выходное напряжение стабилизатора смещено на +40 мВ в отсутствие нагрузки и на –40 мВ при полной нагрузке. Это приводит к расширению границ допустимых переходных напряжений и, как следствие, к снижению ёмкости выходных конденсаторов (См. **Рис. 7**).

Для использования адаптивной установки напряжения между выходом дросселя и выходной ёмкостью и нагрузкой должен быть включён понижающий резистор:

$$R_{DROOP} = \frac{80\ мВ}{I_{MAX}}.$$

Для улучшения стабилизации по постоянному току адаптивную установку напряжения можно отключить, соединив вывод V_{FB} непосредственно с нагрузкой, используя для этого отдельный проводник.

ВХОДНАЯ И ВЫХОДНАЯ ЁМКОСТИ

Для оптимального результата необходим тщательный выбор и правильное размещение этих компонентов. Конденсаторы должны обеспечивать приемлемый уровень пульсаций на входе и выходе. Ключевой характеристикой входного конденсатора является диапазон пульсаций, тогда как для выходного конденсатора определяющим является эквивалентное последовательное сопротивление (ESR). Для лучшей переходной характеристики требуется комбинация высокочастотного конденсатора малой ёмкости и конденсатора большой ёмкости (но с худшими параметрами), при этом они должны быть расположены как можно ближе к нагрузке.

ВЫХОДНОЙ ДРОССЕЛЬ

Дроссель выбирается, исходя из его индуктивности, предельно допустимого тока и сопротивления по постоянному току. Увеличение индуктивности ведёт к снижению выходных пульсаций, но ухудшает переходную характеристику.

ТЕПЛОВЫДЕЛЕНИЕ

НАГРЕВ СИЛОВЫХ MOSFET-ТРАНЗИСТОРОВ И ДИОДОВ

Для надёжной работы схемы требуется, чтобы полупроводниковые компоненты работали при температуре не выше +125°C. Данное условие требует знания теплового сопротивления, которое вычисляется по формуле:

$$Тепловое\ сопротивление = \frac{T_{КРИСТАЛЛА}(MAX) - T_A}{Мощность},$$

где T_A — температура окружающей среды.

Для снижения теплового сопротивления может использоваться дополнительный радиатор. Для этой цели, особенно для компонентов в корпусе для поверхностного монтажа, применяются расширенные участки медной фольги на печатной плате.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ (EMI)

Вследствие высокочастотной коммутации больших токов, импульсные стабилизаторы излучают повышенный уровень EMI. Для снижения шумов могут понадобиться дополнительные компоненты,

которые в общем-то не требуются для нормальной работы стабилизатора. Входной индуктивный фильтр может не потребоваться, так как шунтирующий и фильтрующий конденсаторы, наряду с нагрузкой, снижают влияние *di/dt* стабилизатора на внешние схемы и входное напряжение питания. Компактное расположение силовых компонентов также позволяет снизить электромагнитное излучение.

Рис. 18. Компоненты фильтра

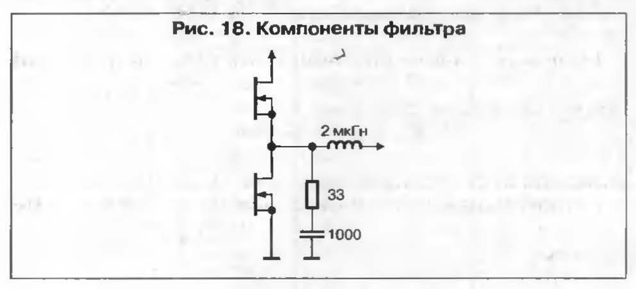


Рис. 19. Входной фильтр

ТОПОЛОГИЯ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

1. Располагайте фильтрующую ёмкость на питании 12 В между выводом питания и шиной до следующего элемента на шине, минус конденсатора соедините с выводом [11] (PGnd).

2. Соедините выв. [11] (PGnd) отдельным проводником с отрицательным выводом конденсатора на входе 5 В.

3. Располагайте конденсатор фильтра быстрой обратной связи следующим к выв. [8] (V_{FFB}) и соедините его землю отдельным широким проводником непосредственно с выв. [14] (LGnd).

4. Соедините отрицательный вывод компенсационной ёмкости прямо с землёй конденсатора фильтра быстрой обратной связи, чтобы исключить влияние синфазных шумов на ШИМ-компаратор.

5. Располагайте выходной конденсатор(ы) как можно ближе к нагрузке и соедините его земляной вывод с выв. [14] (LGnd).

6. Для применения адаптивной установки напряжения соедините выводы медленной (выв. [16], V_{FB}) и быстрой (выв. [8], V_{FFB}) ОС с выходом стабилизатора прямо на выводе дросселя. Подключите дроссель к выходному конденсатору через проводник со следующим сопротивлением:

$$R_{TRACE} = \frac{80\text{ мВ}}{I_{MAX}}.$$

Это приведёт к смещению выходного напряжения на +40 мВ в отсутствие нагрузки и –40 мВ при полной нагрузке и улучшению переходной характеристики стабилизатора. Этот проводник должен иметь достаточную ширину, чтобы пропускать весь выходной ток. (Типовой проводник имеет длину 25.40 мм и ширину 4.32 мм). Для максимальной стабилизации следует тщательно минимизировать все дополнительные потери после точки подключения обратной связи.

7. Для получения максимальной стабилизации (в ущерб переходной характеристике) адаптивную установку напряжения можно отключить, соединив вывод V_{FB} отдельным проводником прямо с нагрузкой.

8. Располагайте входной 5 В конденсатор ближе к ключевому или синхронному MOSFET.

Разведите сигналы управления затвором $V_{GATE(H)}$ (выв. [10]) и $V_{GATE(L)}$ (выв. [12]) проводниками шириной не менее 0.635 мм.

Рис. 20. Пример топологии печатной платы

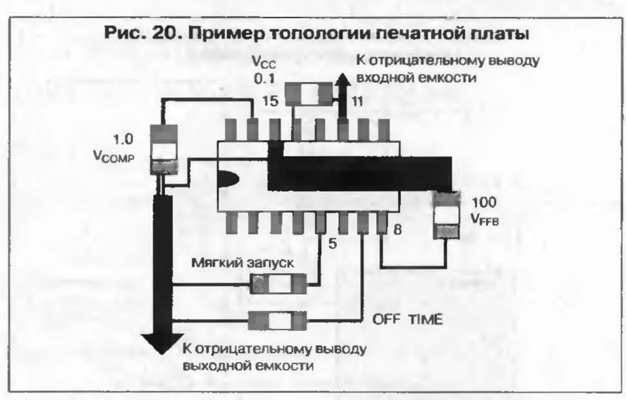


Рис. 21. Преобразователь 5 В в 3.3 В/10 А

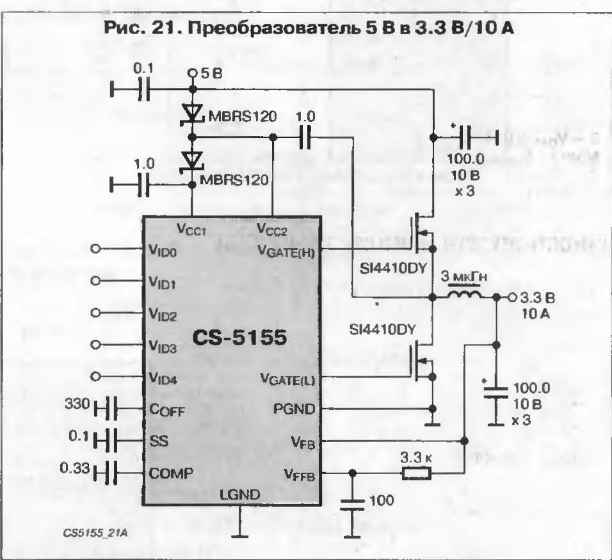


Рис. 22. Преобразователь 5 В в 3.3 В/10 А с разделением токов

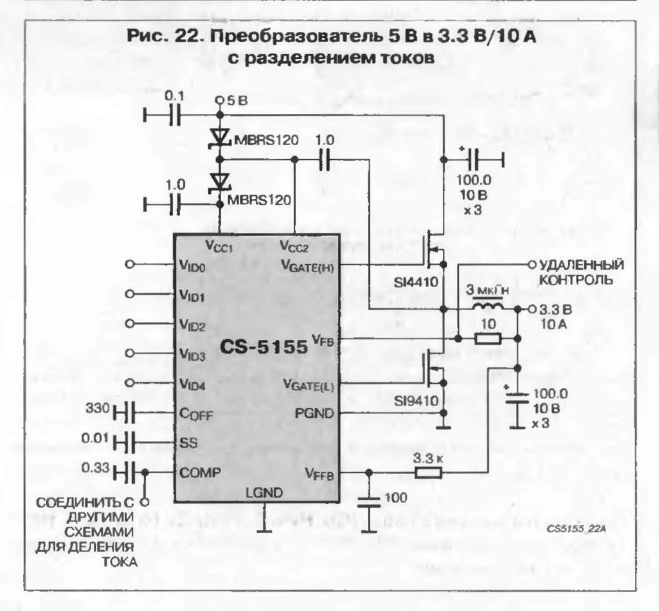


Рис. 23. Преобразовател 12 В в 3.3 В/5 А с удвлённым считывнием

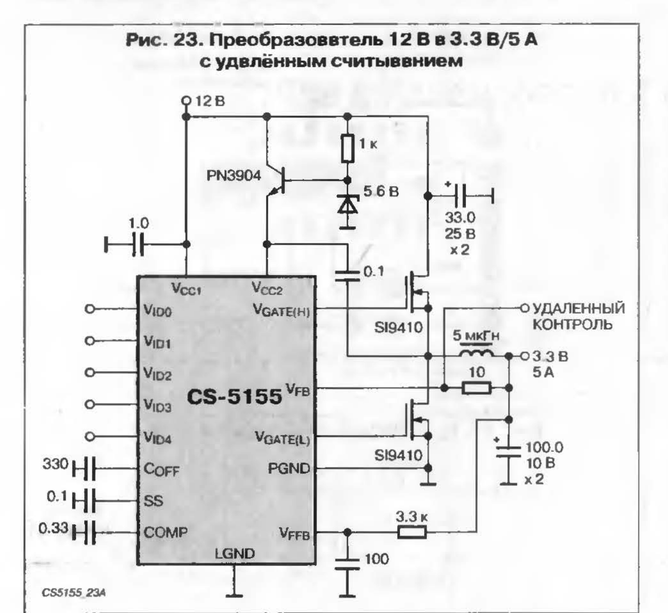


Рис. 24. Преобрвзоввтель 3.3 В в 2.5 В/7 А со смещением 12 В

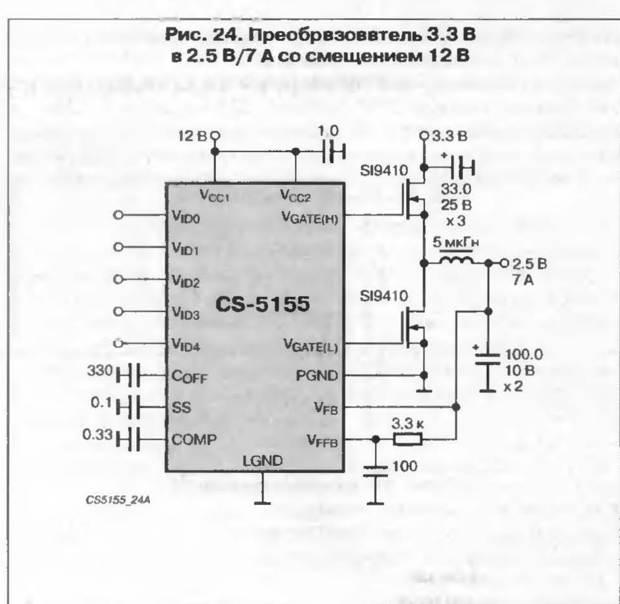
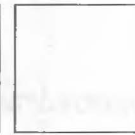


Рис. 25. Импульсный источник питания для процессора Pentium II

ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОМ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ 1184ЕУ2

Аналог
SC1101

Товарные знаки фирм изготовителей



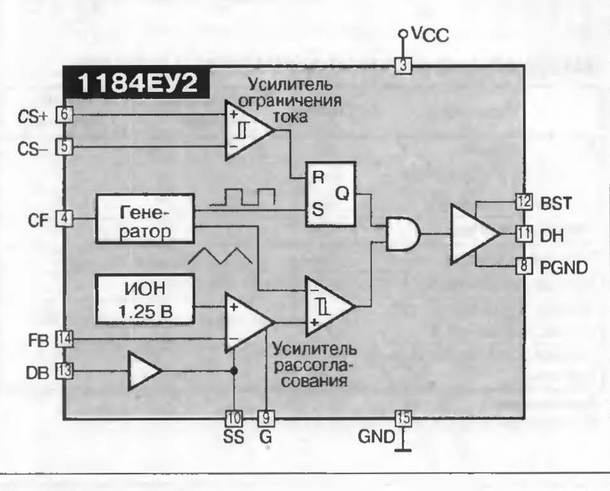
ОСОБЕННОСТИ

- Широтно-импульсное преобрвзование с чвстотой до 300 кГц
- Внутренний источник опорного напряжения
- Управление внешним ключевым транзистором
- Защита от короткого замыкания по выходу
- Плавный пуск (мягкий запуск)
- Отсутствие навесных компонентов при не использовании плавного пуска
- Ограничение предельного рабочего цикла.....................95% или 47%
- Дистанционное включение-выключение
- Малый ток потребления в режиме холостого хода

ТИПОНОМИНАЛЫ

КН1184ЕУ1

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Параметр		Условия	Значение не менее	Значение не более	Единица измерения
ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ (ИОН)					
Опорное напряжение		$I_H = 2$ мА	1.2	1.3	В
Температурный коэффициент опорного напряжения		$I_H = 2$ мА	—	1×10^{-4}	1/°C
Коэффициент влияния питающего напряжения		$I_H = 2$ мА	—	0.02	%/В
УСИЛИТЕЛЬ РАССОГЛАСОВАНИЯ					
Коэффициент усиления			70	—	дБ
Напряжение смещения			–3	3	мВ
Входной ток			–	100	нА
Частота единичного усиления		$C_H = 12$ пФ	3	—	МГц
УСИЛИТЕЛЬ ОГРАНИЧЕНИЯ ТОКА					
Коэффициент усиления			70	—	дБ
Пороговое напряжение			65	75	мВ
Время срабатывания			—	100	нс
ДРАЙВЕР (ФОРМИРОВАТЕЛЬ ВЫХОДНЫХ ИМПУЛЬСОВ)					
Частота преобразования		$C_H = 1000$ пФ	180	220	кГц
Передний (задний) фронт выходного импульса		$C_H = 1000$ пФ	—	50	нс
Максимальный выходной ток	постоянный	$C_H = 1000$ пФ	100	—	мА
	импульсный	$C_H = 1000$ пФ	1000	—	мА
Уровень выходного напряжения импульсов	низкий	$C_H = 1000$ пФ	—	0.5	В
	высокий	$C_H = 1000$ пФ	$V_{CC} - 0.5$	—	В
Задержка распространения		$C_H = 1000$ пФ	—	150	нс
Ток потребления в режиме холостого хода		$C_H = 1000$ пФ	–	6	мА

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Корпус типа Н04.16.2В

КН1184ЕУ2

Дистанционное включение/выключение	DB	13	12	BST	Питание драйвера верхнего плеча
Инвертирующий вход усилителя рассогласования	FB	14	11	DH	Выход драйвера верхнего плеча
Малосигнальная земля	GND	15	10	SS	Конденсатор плавного запуска
Не используется	n.c.	16	9	G	Управление максимальным рабочим циклом
Не используется	n.c.	1	8	PGND	Силовая земля
Не используется	n.c.	2	7	n.c.	Не используется
Питание	V_{CC}	3	6	CS+	Неинвертирующий вход усилителя защиты
Конденсатор понижения частоты преобразования	C_F	4	5	CS–	Инвертирующий вход усилителя защиты

Зона ключа

3

SC1101

ШИМ-КОНТРОЛЛЕР С УПРАВЛЕНИЕМ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

ОСОБЕННОСТИ

- Низкая стоимость/небольшие размеры
- Эффективность (КПД) 90%
- Точность источника опорного напряжения 1%
- Защита от перегрузки по току
- Выходной каскад .... 500 мА
- Корпус типа SO-8

ПРИМЕНЕНИЕ

- Питание процессора Pentium P55
- Недорогое микропроцессорное питание
- Питание периферийных карт
- Промышленные источники питания
- DC/DC-преобразователи с высокой плотностью упаковки

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема SC1101 представляет собой многофункциональный недорогой ШИМ-контроллер с управлением по напряжению, используемый в DC/DC-преобразователях с несимметричным выходом. Простейший понижающий преобразователь с фиксированным выходным напряжением может быть построен на контроллере SC1101 при минимальном количестве внешних компонентов. Внутренняя схема сдвига уровня и выходной каскад позволяют обойтись без дорогого *p*-канального ключевого транзистора верхнего плеча. Миниатюрный корпус обеспечивает минимизацию печатной платы.

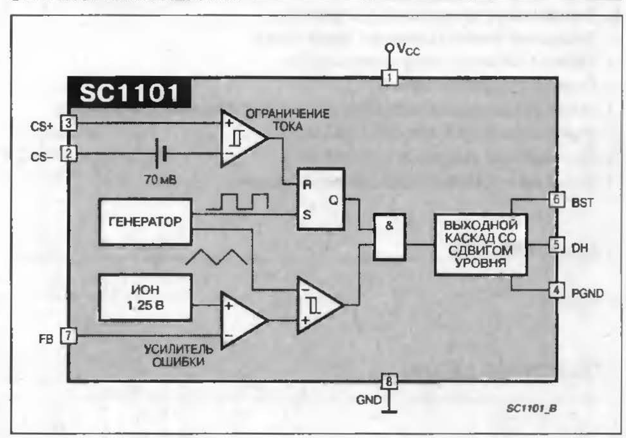
Особенности микросхемы SC1101 включают: температурно-компенсированный ИОН, генератор пилообразного напряжения, компаратор токоограничения, защиту от перегрузки по току с частотным сдвигом и усилитель ошибки с внутренней компенсацией. Поцикловое ограничение тока использует внешний токочувствительный резистор или соответствующим образом подобранный отрезок проводника на печатной плате.

Контроллер SC1101 работает на фиксированной частоте 200 кГц, обеспечивая оптимальный компромисс между эффективностью, размерами внешних компонентов и стоимостью.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Прибор	Корпус	Температурный диапазон, °C
SC1101CS	SO-8	0...+125
SC1101CSTR	SO-8, лента и бобина	0...+125

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

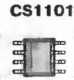
Параметр	Символ	Максимальное значение	Единице измерения
Входное напряжение	V_{CC}	−0.3...+7	В
Напряжение на выводе PGND	V_{PGND}	±1	В
Напряжение на входе BST	V_{BST}	−0.3...+15	В
Рабочая температура	T_A	0...+70	°C
Температура хранения	T_{STG}	−45...+125	°C
Температура пайки (10 с)	T_L	300	°C
Тепловое сопротивление кристалл-окружающая среда	θ_{JA}	165	°C/Вт
Теплоеое сопротивление кристалл-корпус	θ_{JC}	40	°C/Вт

Примечание.
Все напряжения даны по отношению к выводу GND.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SO-8

CS1101

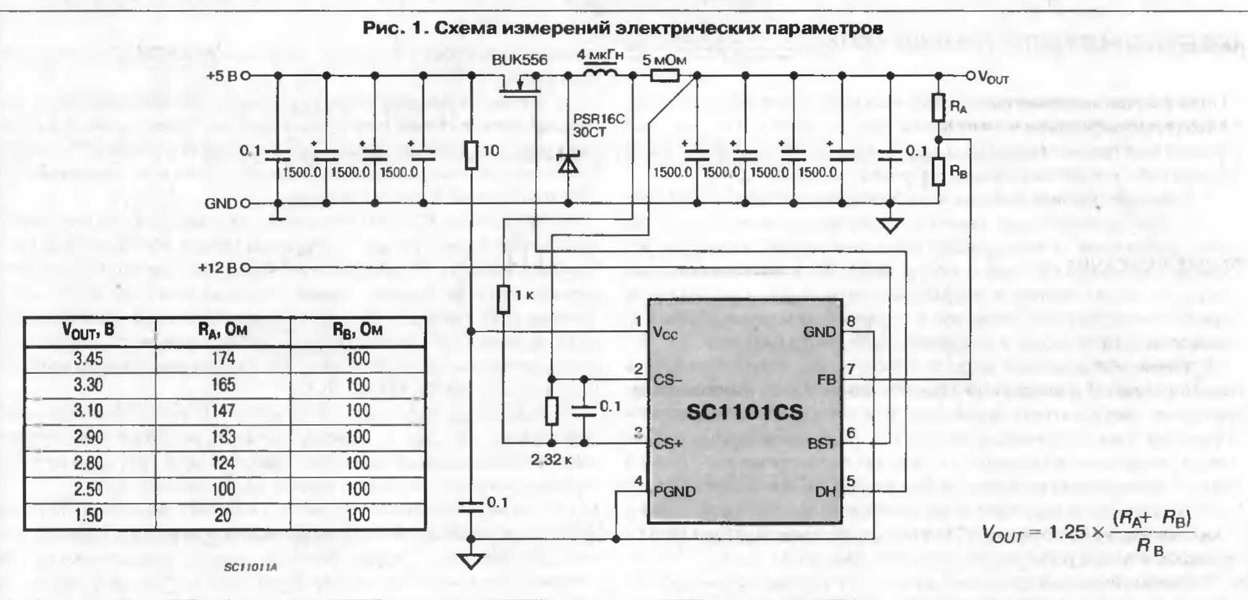
Входное напряжение	V_{CC} 1		8	GND	Малосигнальная земля
Токочувствительный вход (отрицательный)	CS− 2		7	FB	Инвертирующий вход усилителя ошибки
Токочувствительный вход (положительный)	CS+ 3		6	BST	Питание драйвера верхнего плеча
Силовая земля	PGND 4		5	DH	Выход драйвера верхнего плеча

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При V_{CC} = 4.75...5.25 В; V_{GND} = V_{PGND} = 0 В; V_O = 3.3 В; T_A = +25°C; V_{BST} = 12 В; I_O = 2 А (см. схему измерений на Рис. 1), если не оговорено иное

Параметр	Символ	Условия	Значение			Единица измерения
			не менее	типовое	не более	
Опорное напряжение	V_{REF}		1.238	1.250	1.263	В
		T_A = 0...+70°C	1.225	1.250	1.275	В
Ток смещения обратной связи	I_{FB}		–	2.0	8.0	мкА
Ток потребления	I_Q	Ток через вывод V_{CC}	–	5.0	8.0	мА
Нестабильность по току	REG_{LOAD}	I_O = 1...12 А	–	0.5	1.0	%
Нестабильность по напряжению	REG_{LINE}		–	–	0.5	%
Пороговое напряжение ограничителя по току	CLT	CS(+)...CS(–)	60	70	80	мВ
Частота генератора	f_{OSC}		180	200	220	кГц
Сдвиг частоты генератора	f_{OFS}		–	33	–	кГц
Максимальный рабочий цикл	DC		90	95	–	%
Ток драйвера верхнего плеча	I_O	$V_{BST} - V_{CC}$ = 4.5 В ($V_{DH} - V_{PGND}$ = 2 В)	±500	–	–	мА

Рис. 1. Схема измерений электрических параметров



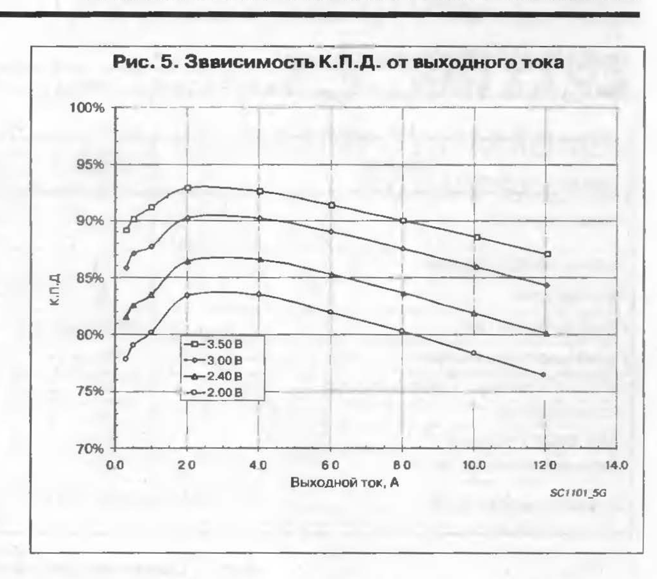
V_{OUT}, В	R_A, Ом	R_B, Ом
3.45	174	100
3.30	165	100
3.10	147	100
2.90	133	100
2.80	124	100
2.50	100	100
1.50	20	100

Рис. 2. Амплитудно-чвстотная и фазо-частотная характеристики усилителя ошибки

Рис. 3. Выходная характеристика

Рис. 4. Пульсации выходного напряжения при V_O = 2.90 В, I_O = 10 А

Рис. 5. Зависимость К.П.Д. от выходного тока



СОВЕТЫ ПО РАЗРАБОТКЕ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

Для успешного применения ШИМ-контроллера необходима тщательная проработка печатной платы. Необходимо понять эффект воздействия переключения больших токов с частотой 200 кГц и минимизировать влияние разницы потенциалов земли.

1. В первую очередь должны быть разведены силовые части схемы. Следует использовать земляную плосткость (шину), при этом местоположение и количество её разрывов является компромиссом по отношению к её целостности. Могут быть целенаправленно введены изолированные и полуизолированные области земляной шины для ограничения областей растекания земляных токов, например входная ёмкость и земляной вывод диода Шоттки.

2. Петля, образованная входной ёмкостью C_{IN}, верхним полевым транзисторм Q1 и диодом Шоттки D1, должна быть настолько небольшой, насколько это возможно. Все переходные процессы и ключевые токи заключены в этой петле. Для минимизации индуктивности петли все проводники должны быть как можно шире и короче. Уменьшение площади, занимаемой элементами петли, снижает электромагнитное излучение (ЭМИ), понижает выбросы тока в земляную шину, что "очищает" землю для остальной части схемы и приводит к более устойчивой работе системы в целом.

3. Соединительный проводник между Q1, D1 и выходным дросселем должен иметь достаточную ширину или представлять собой просто участок медной фольги, при этом длина его должна быть минимально возможной. Это снижает ЭМИ. Паразитное сопротивление проводника между дросселем и токочувствительным резистором снижает эффективность схемы, поэтому он должен иметь минимальное сопротивление, т.е. большую ширину при минимальной длине.

4. Выходной конденсатор C_{OUT} следует располагать ближе к нагрузке. Так как только он обеспечивает все переходные процессы в нагрузке, соединения между C_{OUT} и нагрузкой доолжны быть короткими широкими полосками медной фольги с минимальными индуктивностью и сопротивлением.

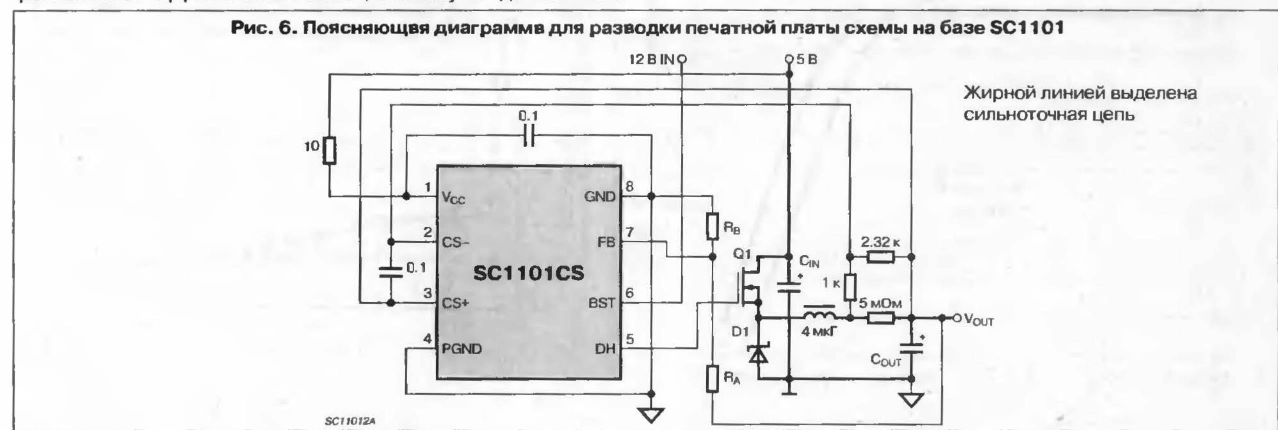
5. Микросхему SC1101 лучше всего размещать над изолированной заземлённой областью. Выводы GND и PGND должны иметь соединение с этой землёй. Эта изолированная земля должна соединяться с основной землёй проводником, который идёт от вывода GND к земле выходного конденсатора(ов). Если это невозможно, вывод GND может быть соединён с земляной шиной между выходной ёмкостью и петлёй C_{IN}, Q1, D1 или иметь выход непосредственно в петлю C_{IN}, Q1, D1.

6. Вывод V_{CC} подводится к питанию 5 В через резистор сопротивлением 10 Ом, с вывода питания на GND подключается керамический конденсатор ёмкостью 0.1 мкФ, при этом длина соединительных проводников должна быть минимальной.

7. Токочувствительный резистор и делитель напряжения на его базе должны образовывать минимально возможную петлю, причём возвратные проводники к CS+ и CS– микросхемы должны идти как можно ближе параллельно друг другу. Ёмкость 0.1 мкФ следует располагать по возможности ближе к выводам CS+ и CS–.

8. Для минимизации шума на выводе FB, резисторы обратной связи следует располагать ближе к микросхеме SC1101, при этом нижний резистор R_B подключается к земле у вывода GND.

Рис. 6. Поясняющая диаграмма для разводки печатной платы схемы на базе SC1101



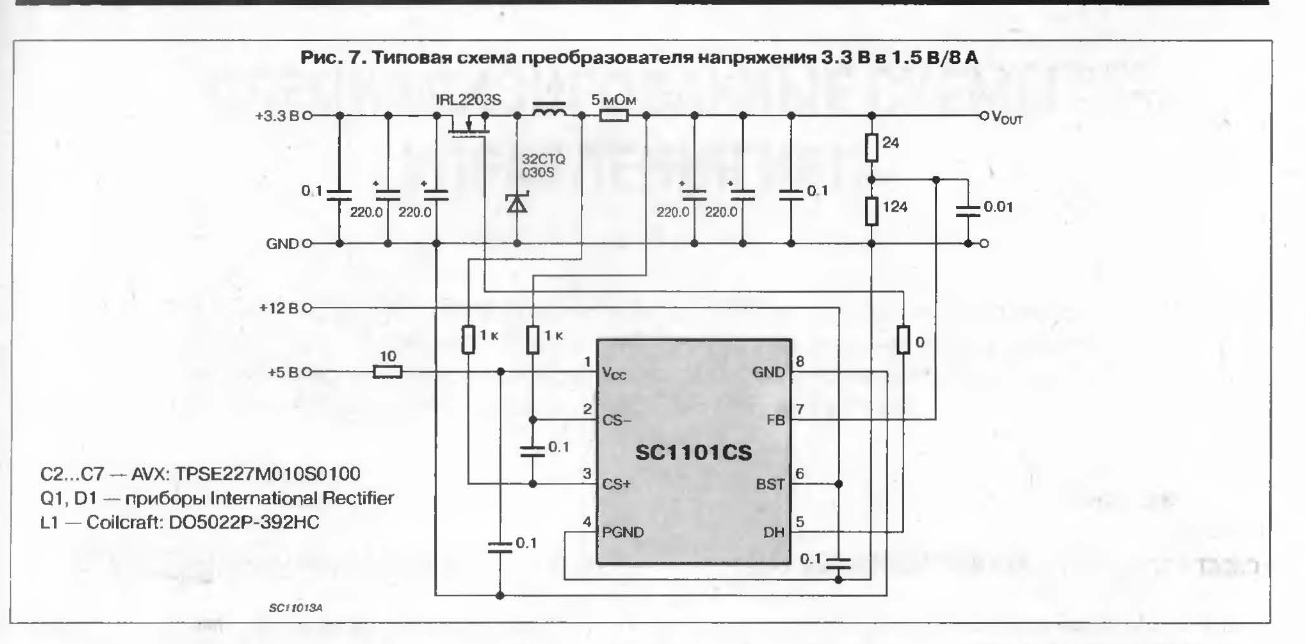


Рис. 7. Типовая схема преобразователя напряжения 3.3 В в 1.5 В/8 А

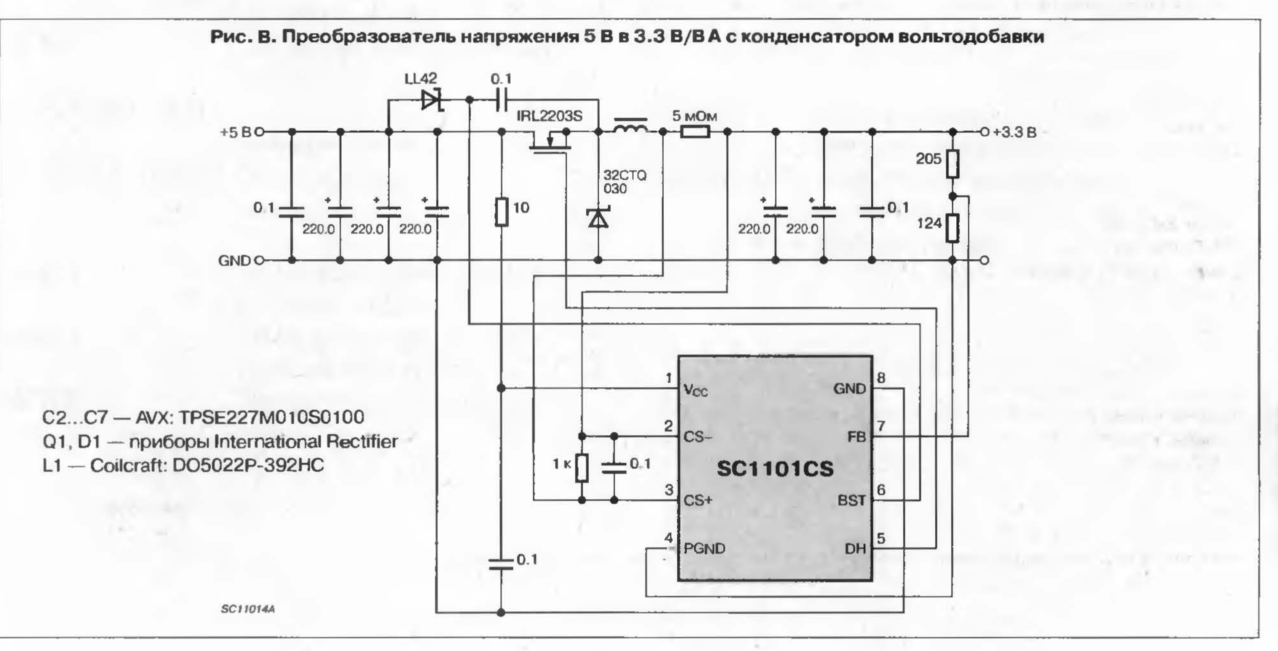


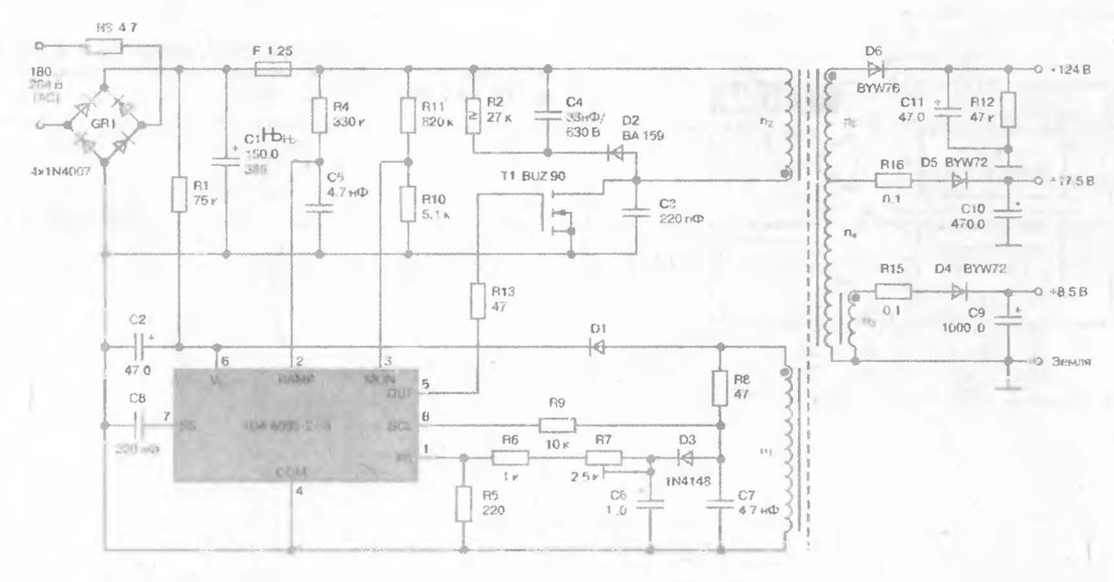
Рис. 8. Преобразователь напряжения 5 В в 3.3 В/8 А с конденсатором вольтодобавки

3

ДЛЯ ЗАМЕТОК

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИВП

В данном разделе представлены микросхемы, предназначенные для построения сетевого импульсного источника питания, но не использующие широтно-импульсную модуляцию. Впервые приводится информация по новейшим микросхемам: 1055ЕУ4, 1055ЕУ5 и 1182ГГ3.



4

НАБОР ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ БЛОКОВ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ИВП 174ГФ1

Без аналога

Товарные знаки фирм изготовителей

ОСОБЕННОСТИ

- Напряжение питания .... 9...13 В
- Ток потребления .... 22 мА
- Частота генерации .... 14060...17190 Гц
- Диапазон рабочик температур .... −10...+70°С

ТИПОНОМИНАЛЫ

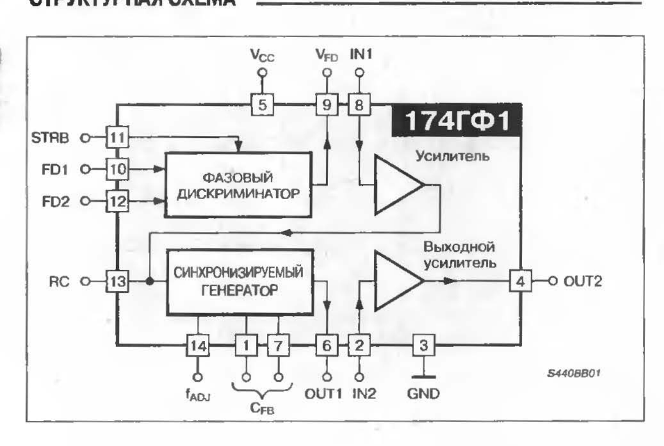
К174ГФ1

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 174ГФ1 представляет из себя задающий генератор, схему фазового дискриминатора и выходной усилитель, объединенные в одном корпусе и имеющие общие цепи питания. Этот набор компонентов предназначен для построения задающего генератора строчной развертки тлввизионного приемника или схемы импульсного источника питания. Дополнительнительную информацию можно получить в издании "Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры", дополнение первое, Новаченко И.В. и др., М., РиС,1990 г., стр. 12...17.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

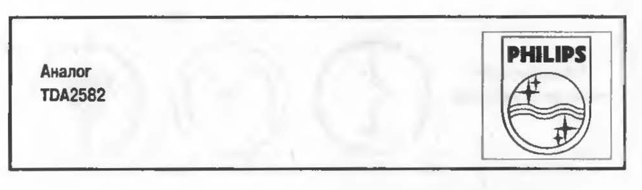
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

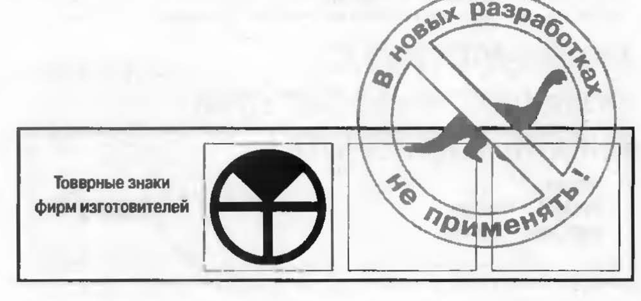


СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Схемы включения опубликованы в издании "Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры", дополнение первое, Новаченко И.В. и др., М., РиС,1990 г., стр. 12...17.

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ОДНОТАКТНЫМ ИМПУЛЬСНЫМ ИВП 1021ХА1





ОСОБЕННОСТИ

- Возможность синхронизации с частотой строчной развертки телевизионного приемника
- Напряжение питания .... 10...14 В
- Мощность рассеивания .... 0.7 Вт
- Собственная частота генерации:
  - для 1021ХА1А .... 14844...16094 Гц
  - для 1021ХА1Б .... 12500...18750 Гц
- Ток нагрузки по выводу 11 .... 40 мА

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1012ХА1 представляет из себя схему управления однотактным импульсным источником питания с возможностью синхронизации частотой развертки телевизионного приемника.

В силу вышеизложенного, основным назначением прибора является работа в источниках питания телевизионных приемников цветного и черно-белого изображения. Дополнительную информацию можно получить в издании "Микросхемы для бытовой аппаратуры", дополнение второе, Новаченко И.В. и др., М, РиС, 1992 г., стр. 101...106.

ТИПОНОМИНАЛЫ

КР1021ХА1А
КР1021ХА1Б

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа 238.16-2

(вид сверху)

Назначение	Обозн.	Вывод	Вывод	Обозн.	Назначение
Выход фазового детектора	PDO	1	16	GND	Общий вывод
Вход импульсов обратного входа	FPI	2	15	FA	Вход управления генератором
Вход опорной частоты	RFI	3	14	F_{REF}	Выход опорного напряжения генератора
Вход блокировки/перазапуска	BLK/RES	4	13	RC	Подключение времязадающей цепи
Управление ражимом запуска	SS	5	12	MDA	Ограничение рабочего цикла
Вход токовой защиты	OCP	6	11	OUT	Выход
Вход защиты от перенапряжения	OVP	7	10	REF	Вход опорного напряжения
Вход обратной связи	FB	8	9	V_{CC}	Напряжение питания

1021ХА1

S4411C01

ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА

Опубликована в издании "Микросхемы для бытовой аппаратуры", дополнение второе, Новаченко И.В. и др., М, РиС, 1992 г., стр. 101...106.

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Опубликована в издании "Микросхемы для бытовой аппаратуры", дополнение второе, Новаченко И.В. и др., М, РиС, 1992 г., стр. 101...106.

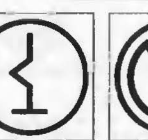
4

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ ИВП 1033ЕУ1, UA01.4601

Аналоги:
1033ЕУ1 – TDA4600
UA01.4601 – TDA4601

SIEMENS

Товарные знаки фирм изготовителей



ОСОБЕННОСТИ

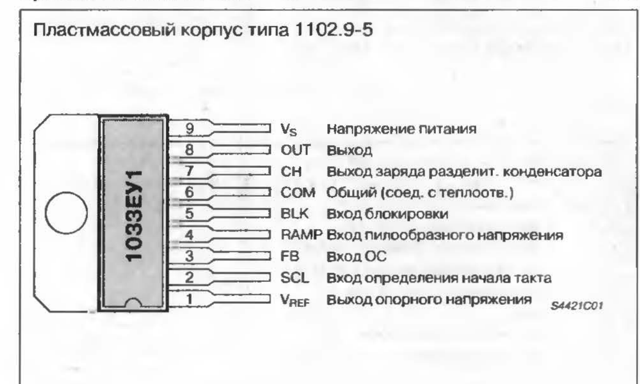
- **Непосредственное управление мощным переключающим транзистором**
- **Малый пусковой ток**
- **Обратная характеристика перегрузки (с ограничением выходной мощности)**
- **Формирование тока базы, пропорционального току коллектора**
- **Встроенная схема обработки нештатных ражимов**
- **Частота пераключения .... до 90 кГц**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы 1033ЕУ1 и UA01.4601 предназначены для возбуждения, управления, контроля и защиты переключающего транзистора импульсного ИВП, построенного по схеме однотактного обратноходового преобразователя, а также для защиты ИВП в целом. Подобные источники вторичного питания используются в основном в телевизионных приемниках черно-белого и цветного изображения. Микросхема выполнена в пластмассовом корпусе типа 1102.9-5.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа 1102.9-5



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Производитель		Мощность ИВП
КР1033ЕУ1	(логотип)	Тор	до 100 Вт
	(логотип)	МЭЛЗ	
UA01.4601	(логотип)	Квазар	до 350 Вт

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы TDA4600/1, См. стр. 175.

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеют отличий от схем включения TDA4600/1, См стр. 180...181.

SIEMENS

TDA4600/1

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ ИСТОЧНИКОМ ВТОРИЧНОГО ПИТАНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Непосредственное управление мощным переключающим транзистором
- Малый пусковой ток
- Обратная характеристика перегрузки (с ограничением выходной мощности)
- Формироввние тока базы, пропорционвльного току коллектора
- Встроеннвв схемв обработки нештатных режимов
- Чвстотв переключения .... до 90 кГц

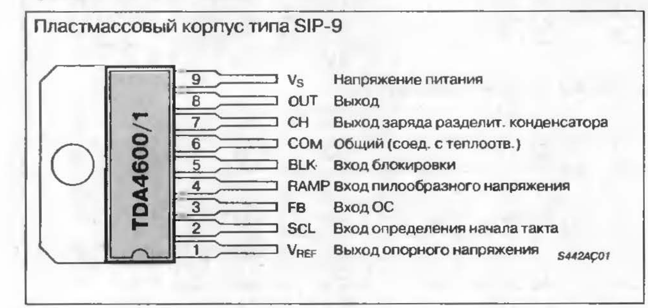
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Выходная мощность ИВП
TDA4600	SIP-9	40...100 Вт
TDA4600D	DIP-18	40...100 Вт
TDA4601	SIP-9	до 350 Вт
TDA4601D	DIP-18	до 120 Вт

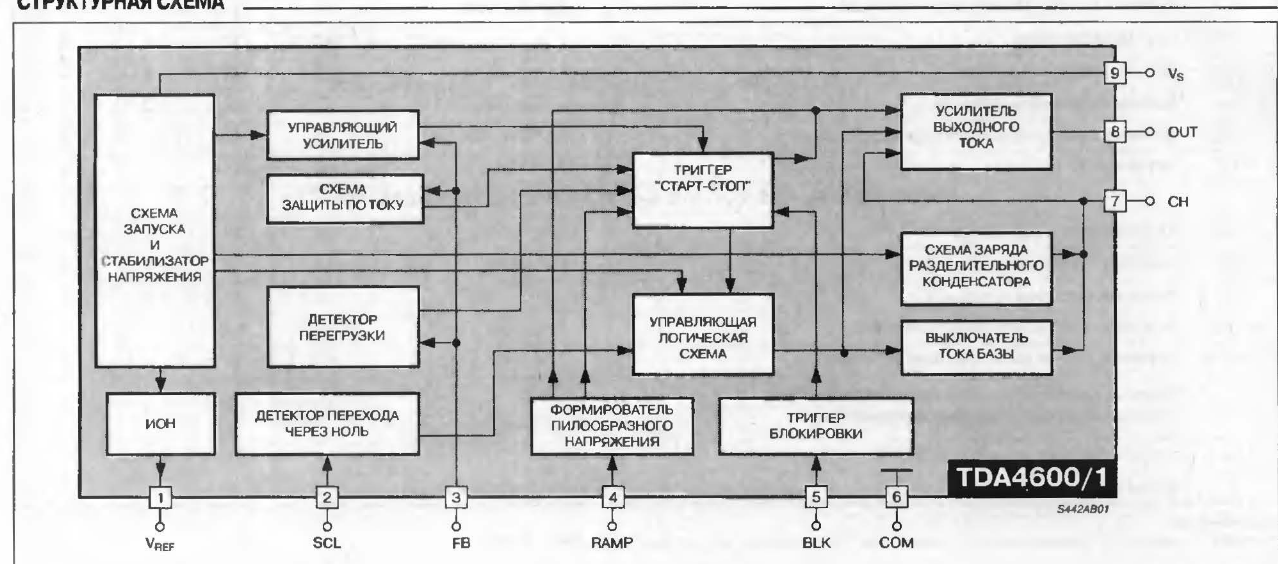
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TDA4600/1 предназначена для возбуждения, управления, контроля и защиты переключающего транзистора импульсного ИВП, построенного по схеме однотактного обратноходового преобразователя, а также для защиты ИВП в целом. При возникновении неисправности микросхема предотвращает скачки выходного напряжения. Область применения прибора TDA4600/1 не ограничивается только телевизионными приемниками, видеомагнитофонами, высококачественной акустической аппаратурой и активными акустическими системами; микросхема может также эффективно использоваться в источниках питания специализированной, профессиональной аппаратуры, благодаря расширенным функциональным возможностям по управлению и стабилизации высоковольтного напряжения при значительных изменениях нагрузки.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение питания (вывод 9) .... 20 В
Рабочий диапазон напряжения питания .... 7.8...18 В
Выходное опорное напряжение (вывод 1) .... 6 В
Зона опознавания нуля (вывод 2) .... –0.6...0.6 В
Напряжение ОС (вывод 3) .... 3 В
Напряжение на выводе 4 .... 8 В
Напряжение на входе блокировки (вывод 5) .... 8 В
Напряжение на выводе 7 .... V_9 В
Выходное напряжение (вывод 8) .... V_9 В
Входной ток по выводу 2 .... –5...5 мА
Входной ток цепи ОС (вывод 3) .... –3...3 мА
Входной ток по выводу 4 .... 5 мА
Входной ток по входу блокировки (вывод 5) .... 5 мА
Уровень отсечки тока базы (вывод 7) .... –1...1.5 А
Выходной ток (вывод 8) .... –1.5 А
Температура кристалла .... 125°С
Диапазон температур хранения .... –40...125°С
Диапазон рабочих температур .... 0...70°С
Тепловое сопротивление для TDA4600/1:
кристалл-окружающая среда .... 70 К/Вт
кристалл-корпус .... 15 К/Вт
Тепловое сопротивление для TDA4600D/1D:
кристалл-окружающая среда[1] .... 60 К/Вт
кристалл-корпус[2] .... 44 К/Вт

Примечания:
1. Без использования теплоотвода.
2. Распайка корпуса на печатной плате с медным слоем толщиной 35 мкм, охлаждающая поверхность 25 см^2.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

При T_A = 25°С; в соответствии со схемой измерения (Рис. 8) и временной диаграммой, если не указано иначе

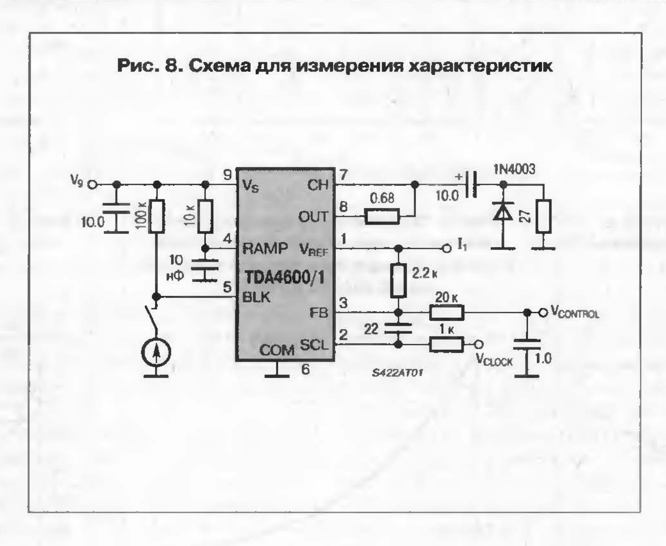
Символ	Параметр	Условия	Значение: не менее	Значение: типовое	Значение: не более	Единица измерения
		РЕЖИМ ЗАПУСКА				
I_9	Ток потребления (до включения напряжения V_1)	V_9 = 2 В	—	—	0.5	мА
		V_9 = 5 В	—	1.5	2.0	мА
		V_9 = 10 В	—	2.4	3.2	мА
V_9	Напряжение включения V_1		11.0	11.8	12.3	В
		РАБОЧИЙ РЕЖИМ (V_9 = 10 В, V_{FB} = –10 В, V_{SCL} = ±0.5 В, f = 20 кГц, Рабочий цикл = 1:2)				
I_9	Ток потребления	V_{FB} = –10 В	110	135	160	мА
		V_{FB} = 0 В	50	75	100	мА
V_1	Опорное напряжение	$I_1 \leq$ 0.1 мА	4.0	4.2	4.5	В
		$I_1 \leq$ 5 мА	4.0	4.2	4.5	В
TC_1	ТК опорного напряжения		—	10^{-3}	—	1/К
V_3	Управляющее напряжение ОС	V_{FB} = 0 В	2.3	2.6	2.9	В
V_4	Амплитуда пилообразного напряжения	V_{FB} = 0 В	1.8	2.2	2.5	В
ΔV_4	Изменения амплитуды пилообразного напряжения	V_{FB} = 0 В/–10 В	0.3	0.4	0.5	В
V_5	Напряжение блокировки		6.0	7.0	8.0	В
V_{Q7}	Выходное напряжение на выводе 7	V_{FB} = 0 В	2.7	3.3	4.0	В
V_{Q8}	Выходное напряжение на выводе 8	V_{FB} = 0 В	2.7	3.4	4.0	В
ΔV_{Q8}	Изменения выходного напряжения на выводе 8	V_{FB} = 0 В/–10 В	1.6	2.0	2.4	В
V_2	Напряжение ОС	V_{FB} = 0 В/–10 В	—	0.2	—	В
		РЕЖИМ ЗАЩИТЫ (V_9 = 10 В, V_{FB} = –10 В, V_{SCL} = ±0.5 В, f = 20 кГц, Рабочий цикл = 1:2)				
I_9	Ток потребления	$V_5 \leq$ 1.9 В	14	22	28	мА
V_{Q7}	Напряжение отключения на выводе 7	$V_5 \leq$ 1.9 В	1.3	1.5	1.8	В
V_4	Напряжение отключения на выводе 4		1.8	2.1	2.5	В
V_5	Напряжение срабатывания триггера блокировки	V_{FB} = 0 В	V_1/2 – 0.1	V_1/2	—	В
V_9	Напряжение питания, при котором блокируется выход	V_{FB} = 0 В	6.7	7.4	7.8	В
ΔV_9	Изменение напряжения питания, вызывающее отключение V_1 (с последующим снижением уровня напряжения V_9)		0.3	0.6	1.0	В
t_{ON}	Время переключения напряжения на вторичной обмотке		—	350	450	мс
f	Частота колебаний	Мощность нагрузки 3 Вт	70	75	—	кГц

Примечания:
Условия охлаждения оптимизированы в соответствии с предельными значениями (T_A; Tj; $RthJC$; $RthSA$;).

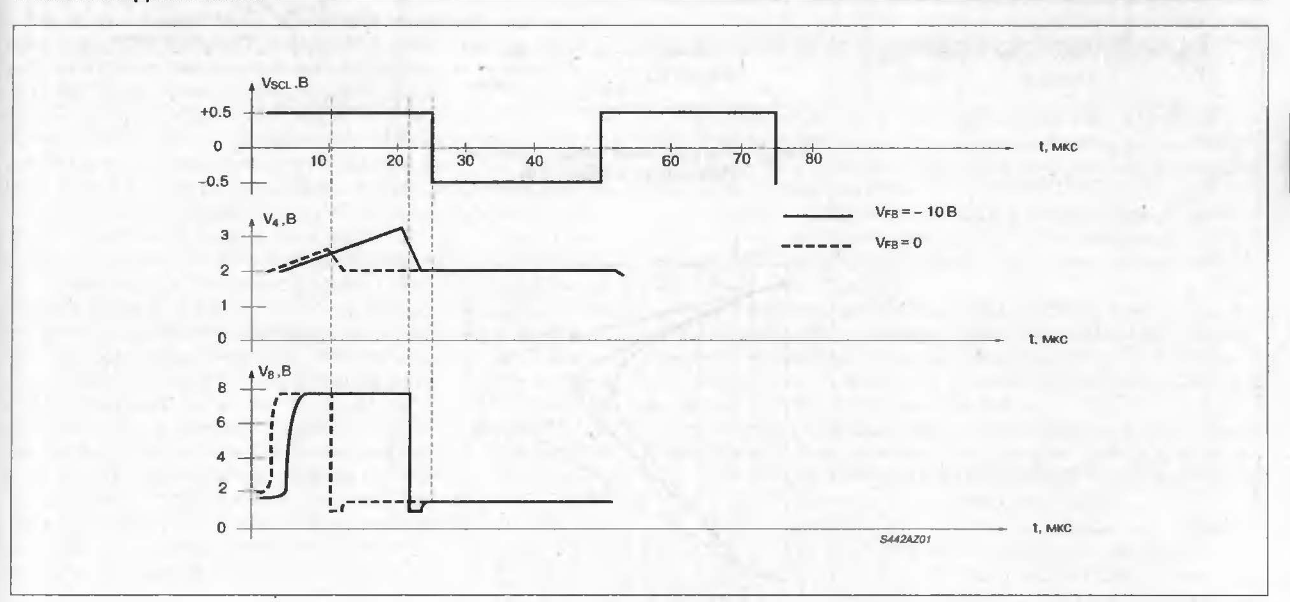
ОПИСАНИЕ ВЫВОДОВ

Номер вывода	Символ	Функция
1	V_{REF}	Выход опорного напряжения V_{REF}
2	SCL	Вход определения начала такта (опознавание перехода через нуль)
3	FB	Вход управления режимом (напряжение обратной связи)
4	RAMP	Вход пилообразного напряжения (имитация тока коллектора)
5	BLK	Вход блокировки
6	COM	Общий выход, земля (должен быть обязательно заземлен)
7	CH	Выход для заряда разделительного конденсатора (по цепи постоянного тока)
8	OUT	Выход запускающих импульсов переключающего транзистора
9	V_S	Вход напряжения питания

Рис. 8. Схема для измерения характеристик



ВРЕМЕННЫЕ ДИАГРАММЫ



4

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 1. Зависимость частоты от выходной мощности

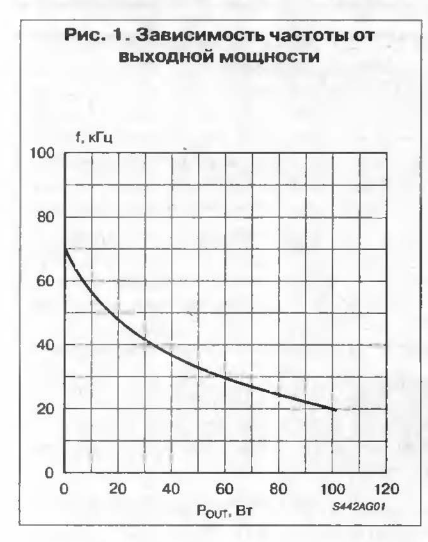


Рис. 2. Зависимость КПД от выходной мощности

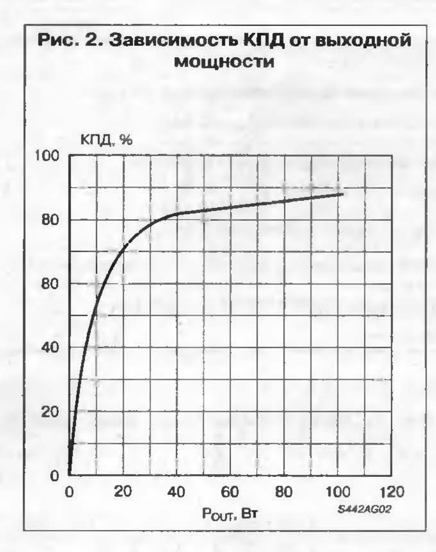


Рис. 3. Нагрузочная характеристика

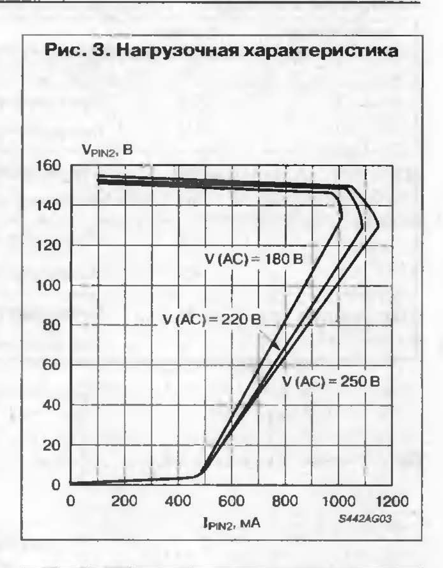


Рис. 4. Зависимость выходного напряжения от входного напряжения

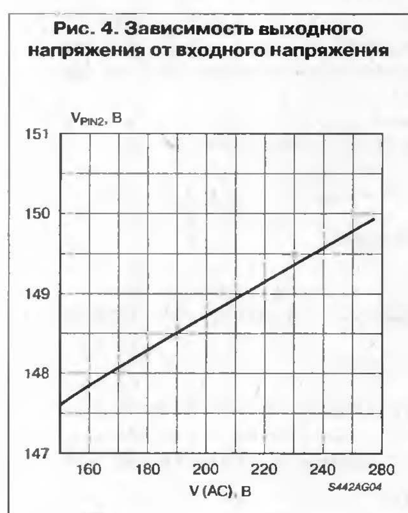


Рис. 5. Зависимость приведенного теплового сопротивления от длины стороны квадратной теплоотводящей поверхности на плате

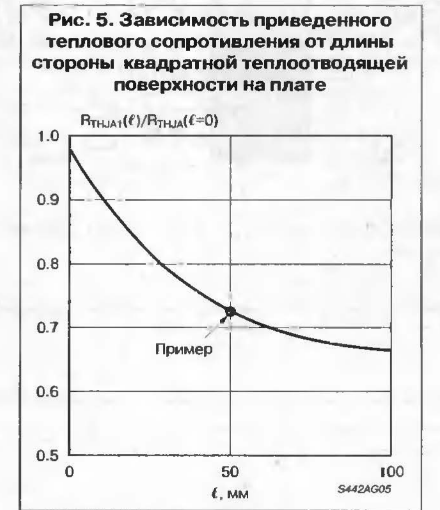


Рис. 6. Нагрузочная характеристика (Для схемы на Рис. 14)

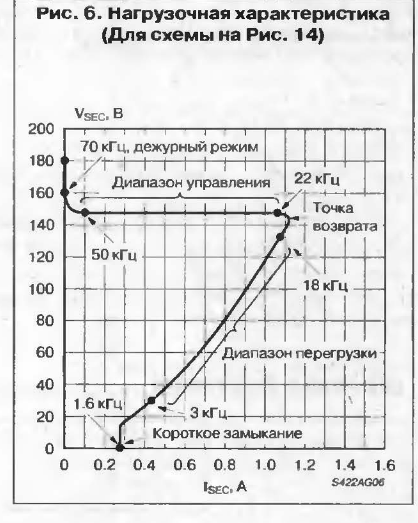
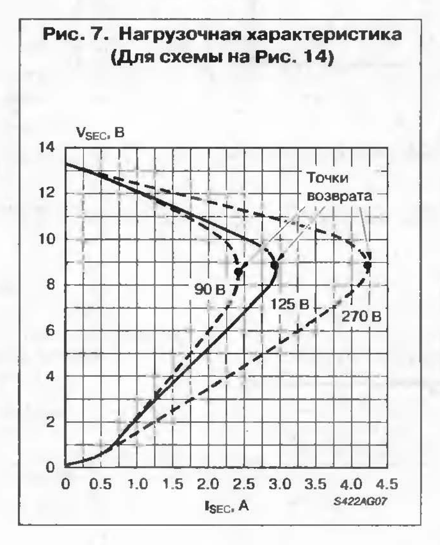


Рис. 7. Нагрузочная характеристика (Для схемы на Рис. 14)



ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TDA4600/1 предназначена для возбуждения, управления, контроля и защиты переключающего транзистора импульсного ИВП, построенного по схеме однотактного обратноходового преобразователя, в процессе пуска, в нормальном режиме работы и в режиме перегрузки, а также при возникновении неисправности. В последнем случае включение переключающего транзистора блокируется, и предотвращается резкое увеличение выходного напряжения (на вторичной обмотке).

ЗАПУСК

Процедура запуска содержит следующие три последовательно выполняемых этапа:

Установка внутреннего напряжения питания. Внутреннее напряжение питания питает все элементы микросхемы и влияет на процесс заряда разделительного электролитического конденсатора, который соединен с базой переключающего транзистора. Потребление тока в этой фазе остается в пределах 3.2 мА при напряжении питания V_9, не достигающем 12 В.

Разрешение использования внутреннего напряжения питания. Как только напряжение V_9 достигает значения порядка 12 В, внутреннее напряжение питания становится доступным для всех компонентов микросхемы, за исключением управляющей логической схемы, и на выводе [1] появляется опорное напряжение $V_1 = 4$ В, при этом начинают работать схемы тепловой защиты, защиты от перегрузки и токовой защиты.

Разблокирование управляющей логической схемы. По мере формирования опорного напряжения дополнительная схема стабилизации вырабатывает ток питания управляющей логической схемы. После завершения этого этапа микросхема полностью готова к работе.

Первый из перечисленных выше этапов необходим для гарантии успешного выполнения процесса заряда разделительного электролитического конденсатора, который осуществляет пуск ключевого транзистора. Только после этого возможен надежный, правильный ввод транзистора в рабочий режим.

РАБОЧИЙ И УПРАВЛЯЮЩИЙ РЕЖИМЫ

При поступлении на вывод [2] сигнала о моменте прохождения переменным напряжением с обмотки ОС нулевого уровня, этот сигнал, после фиксации, подается на управляющую логическую схему. На вывод [3] (вход управления режимом) поступает сигнал после выпрямления напряжения с обмотки ОС. Управляющий усилитель работает при входном напряжении около 2 В и токе порядка 1.4 мА. Рабочий диапазон управляющего усилителя определяется внутренним напряжением питания, данными опознавания перегрузки по току и данными имитатора коллекторного тока. Имитация коллекторного тока обеспечивается внешней RC-цепью, подключенной к выводу [4] и значениями пороговых напряжений, установленными внутри микросхемы. Предельно допустимый коллекторный ток для переключающего транзистора (точка перегиба характеристики) растет пропорционально увеличению емкости RC-цепи (10 нФ). Таким образом, обеспечивается требуемый рабочий диапазон управляющего усилителя. Диапазон управления — от фиксированного постоянного напряжения +2 В до текущего значения пилообразного напряжения (на выводе [4]), которое нарастает до максимального значения 4 В (опорное напряжение). С уменьшением нагрузки в цепи вторичной обмотки трансформатора до уровня порядка 20 Вт, частота переключения возрастает (около 50 кГц) при практически неизменном значении рабочего цикла (1:3). Уменьшение нагрузки до 1 Вт приводит к повышению частоты переключения (до значения порядка 70 кГц) и уменьшению значения рабочего цикла (1:11). При этом предельное значение тока коллектора становится меньше 1 А.

Уровни выходного сигнала с управляющего усилителя, данные схемы опознавания перегрузки и данные имитатора коллекторного тока сравниваются схемой триггера "старт-стоп", и результат передается на схему управляющей логики. Вывод [5] дает возможность блокировать извне работу микросхемы. Выходной сигнал на выводе [8] должен блокироваться, когда напряжение на выводе [5] не превышает значения $(V_{REF}/2) - 0.1$. Состояние триггеров в схеме управляющей логики определяется сигналом от схемы запуска, данными детектора перехода через нуль и наличием разрешающего сигнала от триггера "старт-стоп". Состояние этих элементов определяет режим работы усилителя выходного тока и блокировку этого тока. Усилитель выходного тока передает пилообразное напряжение V_4 на выход (вывод [8]). ОС по току между выводами [8] и [7] действует через внешний навесной резистор (R = 0.68 Ом). Конкретное значение сопротивления резистора определяет максимальную амплитуду пускового тока базы для переключающего транзистора.

РЕЖИМ БЛОКИРОВКИ

При блокировке выходного тока схемой управляющей логики на выводе [7] устанавливается фиксированный уровень выходного напряжения 1.6 В, в результате чего блокируется запуск переключающего транзистора. Такой способ защиты разрешен только в том случае, если питающее напряжение на выводе [9] достигло значения ≤ 6.7 В или, если к выводу [5] приложено напряжение, не превышающее величины $(V_{REF}/2) - 0.1$. В случае КЗ в цепях вторичных обмоток импульсного ИВП микросхема непрерывно контролирует аварийную ситуацию (устранена или нет возникшая неисправность). При полном отсутствии нагрузки на выходе ИВП, устанавливается малое значение рабочего цикла выходных импульсов; в результате общее потребление мощности ИВП удерживается в пределах 6...10 Вт в обоих рабочих режимах. В случае, если после блокировки выхода микросхемы в результате падения напряжения питания ниже 6.7 В происходит дальнейшее понижение уровня напряжения (на $\Delta V_9 = 0.6$ В), отключается опорное напряжение (4 В).

РЕЖИМ БЛОКИРОВКИ С НЕПРЕРЫВНЫМ КОНТРОЛЕМ АВАРИЙНОЙ СИТУАЦИИ

Этот режим используется при возникновении таких ситуаций, как низкое входное напряжение и/или перенапряжение на выходе импульсного ИВП (например, в результате изменения параметров отдельных компонентов ИВП).

В тех случаях, когда выход (вывод [8]) блокируется в результате падения напряжения на выводе [5] ниже порогового уровня блокировки (номинальное значение $V_1/2$), снижается потребление тока ($I_9 \leq 14$ мА при $V_9 = 10$ В).

При соответствующем высокоомном пусковом резисторе напряжение питания V_9 будет снижаться ниже того минимального уровня, при котором отключается опорное напряжение V_1 (5.7 В). Отключение напряжения V_1 приводит к дальнейшему снижению тока потребления до $I_9 \leq 3.2$ мА при $V_9 \leq 10$ В.

Эти снижения тока потребления могут вызвать повторное повышение напряжения питания до порогового уровня включения $V_9 \geq 12.3$ В. Как только напряжение на выводе [5] станет выше порогового уровня блокировки, ИВП снова готов к работе.

В случае непрерывного повторения аварийной ситуации ($V_5 \geq V_1/2 - 0.1$ В), режим включения периодически прерывается режимом блокировки так, как это было рассмотрено выше, т. е. блокировка выхода (вывод [8]), падение напряжения V_9, и т. д.

4

ТЕПЛОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ TDA4601D

Для микросхемы TDA4601D в корпусе DIP-18 величина теплового сопротивления кристалл-окружающая среда зависит от площади теплоотвода, выполненного из медного покрытия печатной платы и связанного с выводами [10]...[18]. На **Рис. 5** показана зависимость приведенного теплового сопротивления кристалл-окружающая среда от длины стороны квадратного теплоотвода, выполненного из медного покрытия печатной платы (толщина покрытия 35 мкм). Тепловое сопротивление R_{THJA1} = 60 К/Вт при длине ℓ = 0, T_A = 70°C, P_D = 1 Вт, печатная плата находится в вертикальном положении при естественном воздушном охлаждении.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЗИСТОРА

Фирмой Siemens был разработан терморезистор с положительным ТКС (позистор) типа Q63100-P2462-J29 специально для применения в импульсных ИВП, а также в других электронных схемах, питающихся непосредственно от сетевого выпрямителя, особенно, если требуется иметь нарастающее значение тока при запуске. Эффективность такого терморезистора в однотактных обратноходовых ИВП телевизионных приемников была проверена в многочисленных вариантах применения. Результаты подобных испытаний нового терморезистора с положительным ТКС в качестве вспомогательного компонента схемы показали, что он позволяет уменьшить потребление мощности по крайней мере на 2 Вт. Повышение КПД работы схемы с таким терморезистором наиболее очевидно проявляется в дежурном режиме работы телевизионного приемника.

Ток включения необходим только на время 6...8 с, до тех пор, пока не будет достигнута рабочая температура позистора. Малое значение теплоемкости позистора допускает повторное включение схемы уже через 2 с. Другим положительным результатом его применения является улучшение режима КЗ схемы. Контакты-фиксаторы позволяют практически неограниченно выдерживать импульсный режим работы, гарантируя таким образом высокую надежность схемы. Следует также отметить огнестойкость и малогабаритность пластмассового корпуса указанного выше позистора.

Технические данные позистора

Параметр	Значение	Единица измерения
Пробивное напряжение при T_A = 60°C	350	В
Сопротивление при T_A = 25°C	5	кОм
Допуск на значение сопротивления	25	%
Пропускаемый ток	20	мА (nom)
Остаточный ток при V_A (max)	2	мА
Предельное падение напряжения	265	В
Опорная температура	190	°C (nom)
ТК	26	%/K (nom)
Предельно допустимый рабочий ток	0.1	А
Диапазон температур хранения	–25...125	°C

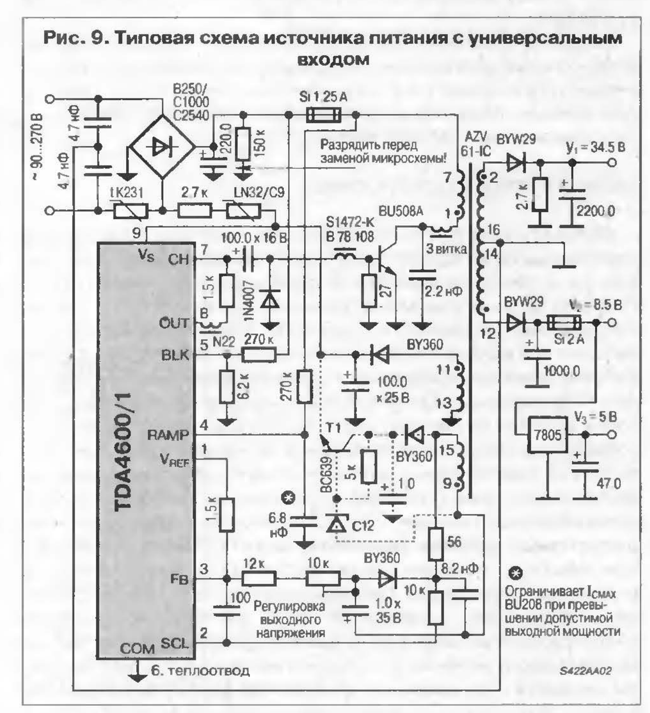
ЗАМЕЧАНИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

ПЕРВЫЙ ВАРИАНТ СХЕМЫ ИВП С РАСШИРЕННЫМ ДИАПАЗОНОМ ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Схема однотактного обратноходового преобразователя (см. **Рис. 9**) со свободной частотой колебаний, разработанная для расширенного диапазона входного переменного напряжения (универсальный сетевой вход), требует, чтобы выходная мощность не зависела от напряжения питания микросхемы, получаемого из выпрямленного напряжения сети. Из этого следует, что величина напряжения с обмотки 11-13 будет определяться величиной нагрузки в цепи вторичной обмотки трансформатора. Запуск в этом случае не является таким "гладким", как при питании от обмотки 11-13, поскольку микросхема TDA4600/1 должна питаться от схемы запуска до тех пор, пока не закончится процесс заряда емкостей в цепях вторичной обмотки. Это удлиняет время включения, особенно при пониженном напряжении сети.

Временной интервал включения можно сократить путем использованием специальной пусковой схемы (показана пунктирной линией). Напряжение неконтролируемой фазы запуска с обмотки ОС 15-9 в данном случае используется для питания микросхемы. Как только на обмотке 11-13 формируется ток для питания TDA4600/1, блокируется транзистор T1. Поэтому схема управления не оказывает влияние на дальнейшую работу пусковой схемы.

Рис. 9. Типовая схема источника питания с универсальным входом



ВТОРОЙ ВАРИАНТ СХЕМЫ ИВП С РАСШИРЕННЫМ ДИАПАЗОНОМ ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В схеме на **Рис. 10** емкость конденсатора фильтра на выходе выпрямителя требуется увеличить до 470 мкФ с тем, чтобы обеспечить устойчивое и свободное от фона переменного тока напряжение в режиме, когда работа ведется на нижнем предельном уровне входного напряжения (V_{LINE} = 80 В). Для питания микросхемы в режиме стабилизации используется обмотка 9-11, а для улучшения условий запуска импульсного ИВП при пониженном входном напряжении используется также вспомогательный стабилизатор на транзисторе BD139, питающийся напряжением с обмотки 13-15, снимаемым во время неуправляемой фазы запуска. Этот стабилизатор отключается стабилитроном С12 сразу после запуска.

По сравнению со стандартной схемой, питающейся от напряжения 220 В, необходимо включить диод типа BY231 между коллектором и эмиттером транзистора BU208 для того, чтобы предотвратить обратные выбросы при работе транзистора в расширенном диапазоне напряжения сети (80...270 В).

По сравнению с прибором TDA4600, микросхема TDA4601 существенно лучше отрабатывает процедуру блокировки при понижении напряжения на выводе 5. Кроме того, микросхема TDA4601 обеспечивает более точную блокировку выхода (вывод 8), благодаря гистерезису дифференциального усилителя на входе блокировки (вывод 5). В импульсных ИВП с универсальным входом рекомендуется использование микросхемы TDA4601 (вместо микросхемы TDA4600). При адекватности требований к качеству работы и к эксплуатационному обеспечению стандартной схемы импульсного ИВП на нагрузку мощностью 120 Вт, модернизация его для работы в расширенном диапазоне напряжения сети (80...270 В) сводится только к некоторым затратам времени.

СХЕМА С УЛУЧШЕННОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ И ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ПРИ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ

Процедура включения схемы на **Рис. 11** полностью совпадает с рассмотренной для схемы на **Рис. 10**. Ключевой транзистор BU508A выбран для снижения себестоимости, а для оптимальной работы в дежурном режиме емкость конденсатора между выводами 2 и 3 увеличена до 100 пФ. Стабилитрон С6.2 передает управляющее напряжение ΔV_{CONT} прямо на вывод 3, что в итоге улучшает стабилизацию.

Особенности изготовления и индуктивная связь в обратноходовых трансформаторах в отдельных случаях порождают различного рода выбросы напряжения и тока, которые проходят через обмотку ОС 9-15, через ослабляющую помехи RC-цепь (33 Ом × 22 нФ) и резистор с сопротивлением 10 кОм и проникают на вход обнаружения перехода через нуль (вывод 2); в результате этих выборосов в микросхеме порождаются сдвоенные импульсы либо целые пакеты импульсов. Эти паразитные импульсные пакеты приводят к насыщению магнитного материала обратноходового трансформатора, и, тем самым, повышают опасность повреждения импульсного ИВП.

По мере повышения мощности импульсного ИВП растет вероятность образование подобных выбросов напряжения и тока. В окрестности точки переключения также возможны подобные паразитные процессы. Однако импульсный ИВП позволяет минимизировать потребляемую им мощность во всех случаях перегрузки и КЗ. Для этого образуется последовательный резонансный контур, как сочетание индуктивности 4.7 мкГн и емкости 22 нФ, резонансная частота которого соответствует частоте автоколебаний трансформатора. Выбросы напряжения этого резонансного контура при КЗ замыкаются через резистор сопротивлением 33 Ом. Частота колебаний резонансного контура:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 500 \text{ кГц}.$$

Рис. 10. Альтернативная схвма источника питания с универсальным входом

Рис. 11. Схвма источника питания с улучшеной стабилизацией и характеристиками при КЗ

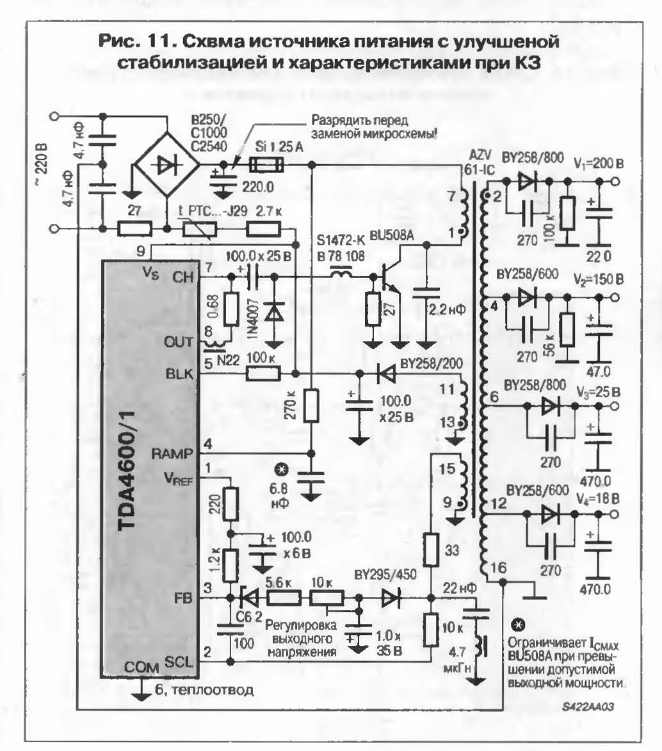


СХЕМА С ПОВЫШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТЬЮ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

ИВП общего назначения должны обеспечивать стабильность низковольтного напряжения при большом токе нагрузки. При использовании обратноходовых преобразователей это возможно, но только путем строго соблюдения ряда условий, и в то же время оправдано из экономических соображений. Обратноходовой преобразователь с электрической развязкой входных и выходных цепей и повышенной стабильностью выходного напряжения должен иметь возможность получения управляющей информации от выходного напряжения преобразователя, т.е. цепи вторичной обмотки трансформатора. Имеются только два пути достижения этой цели: использование трансформаторной связи с надежной защитой от наводок электромагнитных полей преобразователя, либо использование устройства оптронной развязки. Такое устройство на базе оптрона CNY17 (См. **Рис. 12**) позволяет обеспечить электрическую развязку выходных и входных цепей обратноходового преобразователя при повышенной надежности и долговременной стабильности работы.

Микросхема TDA4601D является аналогом и результатом дальнейшей модернизации микросхемы TDA4600D. Они полностью совместимы по всем рабочим операциям, функциональным возможностям и по возможностям управления преобразователем. Вывод [3] является входом отмеченной выше управляющей информации; здесь происходит сравнение опорного напряжения с вывода [1] и данных от устройства оптронной развязки; затем результаты сравнения преобразуются в сигналы управления ЧИМ/ШИМ.

Используемые ранее ОС и управляющая обмотка теперь не требуются. Информация ОС (выявление перехода через нуль) поступает с обмотки 3-4 (питающей обмотки). Фильтрующая цепь 330 Ом/3.3 нФ и 330 Ом/2.2 нФ дополнена последовательно подключенной индуктивностью 150 мкГн для предотвращения нежелательных влияний на вывод [2]. Эта LC-цепь формирует последовательный резонансный контур в случае выбросов напряжения и КЗ.

СХЕМА СЕТЕВОГО АДАПТЕРА С РАСШИРЕННЫМ ДИАПАЗОНОМ ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Сетевой адаптер (импульсный ИВП, встроенный в сетевую вилку), благодаря своим массогабаритным показателям, работает в режиме, настолько далеком от предельных значений входного напряжения и выходной мощности, что затрачивает на преобразование не более 6 Вт.

Представленный на **Рис. 13** обратноходовой преобразователь с гальванической развязкой от сетевого напряжения питания, с универсальным входом (90...260 В) выдерживает нагрузку мощностью 30 Вт. Компактность конструкции вилки при массе 400 г сочетается с точностью стабилизации выходного напряжения ±1.5%. Изменение тока нагрузки от 0.1 А до 2 А вызывает изменение выходного напряжения только на 5%. Выход устройства имеет защиту от перегрузки, КЗ и случайного размыкания цепи ОС.

СХЕМА ИВП С ИЗМЕНЯЕМОЙ ВЕЛИЧИНОЙ ПРЕДЕЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ ТОКА КОЛЛЕКТОРА

Допустимый диапазон входного напряжения импульсного ИВП, показанного на **Рис. 14**, — от 90 В до 260 В напряжения переменного тока. Разность между максимальным коллекторным током $I_{C\,U208}$ (max) и предельно допустимым коллекторным током $I_{C\,U208}$ (limit), порождающими насыщение магнитного материала обратноходового трансформатора и протекающими через первичную обмотку 5-7, определяется при напряжении V (AC) (min) в виде следующего неравенства:

$$I_{C\,BU208}\,(\text{limit}) \geq 1.2 \times I_{C\,BU208}\,(\text{max}).$$

Из этого соотношения опраделяется мощность, передаваемая обратноходовым трансформатором, и ее значение при V (AC) (max). В типовой схеме коллекторный ток $I_{C\,BU208}$ (max) практически постоянен в точке перегиба характеристики и не зависит от напряжения сети. Однако передаваемая на вторичную обмотку мощность увели-

Рис. 12. Схема источника питания с повышенной стабильностью выходного непряжения

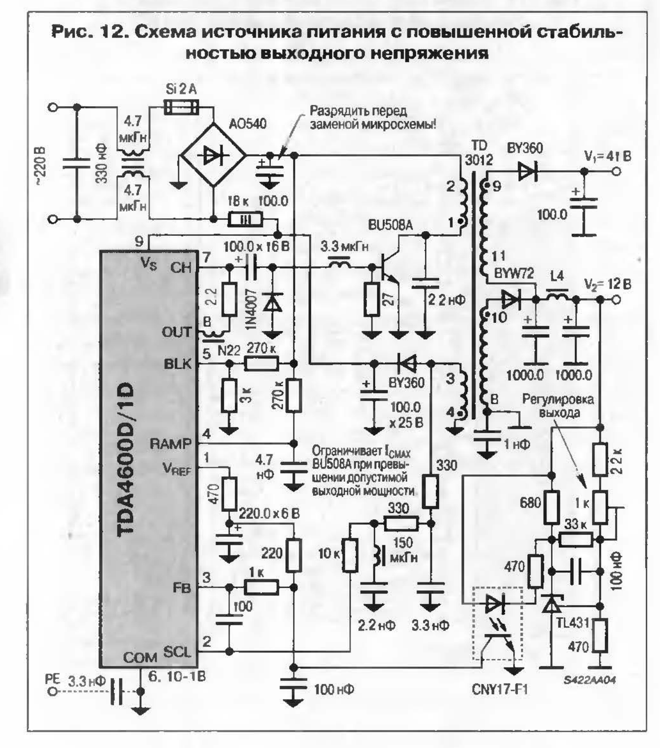
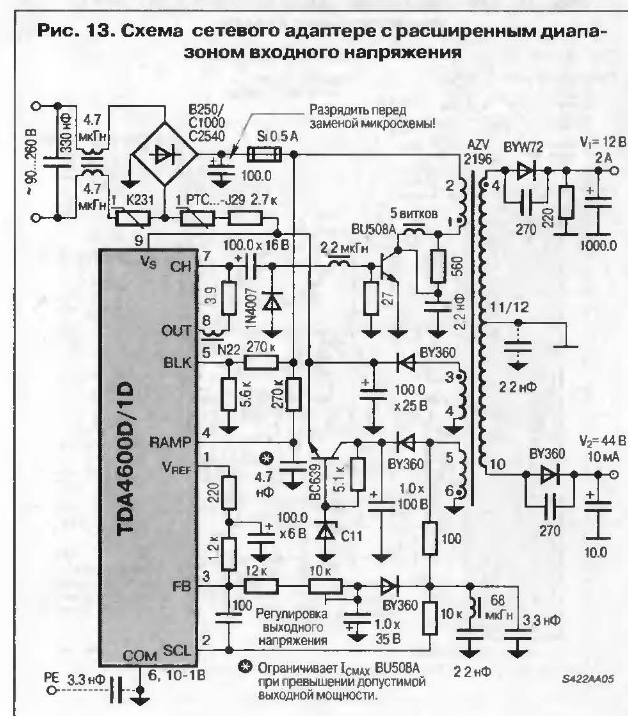


Рис. 13. Схема сетевого адаптере с расширенным диапазоном входного напряжения



чивается в этой точке пропорционально росту напряжения, полученного после выпрямителя (**Рис. 6** и **Рис. 7**).

В импульсном ИВП с расширенным диапазоном входного напряжения отношение предельных значений этого напряжения равно 270/90 = 3/1, что может привести к удвоению мощности на вторичной обмотке, другими словами, требуется значительно увеличивать габариты обратноходового трансформатора при таком диапазоне входного напряжения.

Точка перегиба, которая обеспечивает защиту импульсного ИВП от перегрузок и КЗ, определяется, исходя из постоянной времени цепочки, подключенной к выводу [4]:

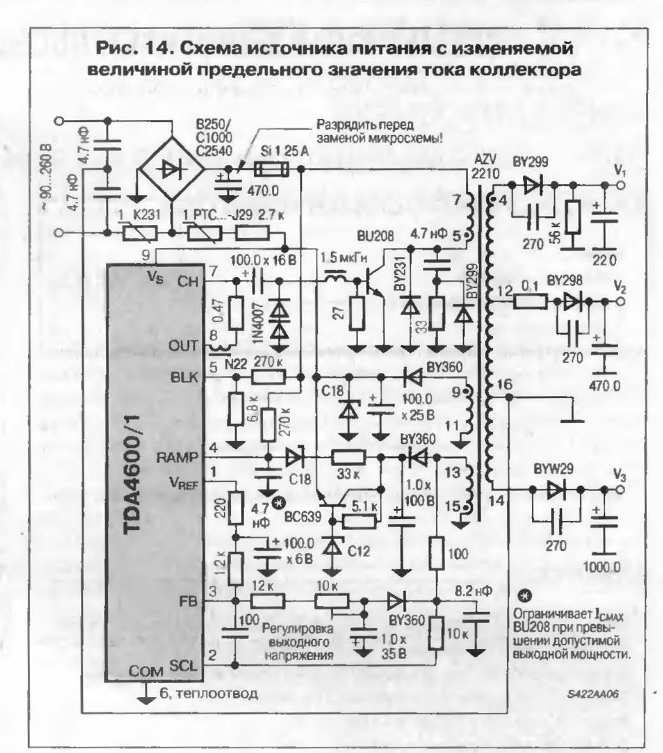
$$\tau_4 = 270 \text{ кОм} \times 4.7 \text{ нФ}.$$

Это позволяет вычислить предельно допустимую ширину импульса.

Включение в схему резистора с сопротивлением 33 кОм уменьшает значение этой постоянной времени в функциональной зависимости от управляющего напряжения, которое прикладывается к обмотке 13-15, после выпрямления на диоде BY360 и фильтрации конденсатором емкостью 1 мкФ, что и приводит к снижению значения постоянной времени; это означает сокращение длительности импульса. Благодаря стабилитрону C18 можно определить уровень напряжения сети, для которого становится существенным влияние коррекции постоянной времени. Изменение значения выпрямленного напряжения на обмотке 13-15 пропорционально изменению выпрямленного напряжения сети.

Предельное значение коллекторного тока $I_{C\,BU208}$ в точке перегиба снижается под влиянием указанных выше величин от значения 5.2 А при напряжении сети 90 В до значения 3.3 А при напряжении сети 270 В. Мощность, передаваемая в точке перегиба, остается неизменной в диапазоне изменения напряжения сети от 125 В до 270 В, благодаря коррекции точки перегиба (непрерывная кривая на **Рис. 7**).

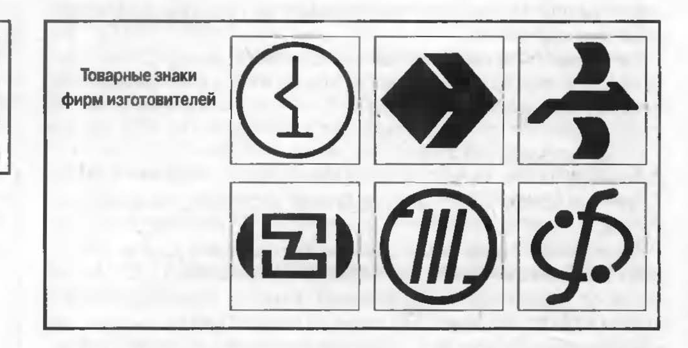
Рис. 14. Схема источника питания с изменяемой величиной предельного значения тока коллектора



СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ ИВП 1033ЕУ2/3/5, 1087ЕУ1

Аналоги:
1033ЕУ2/5 – TDA4605
1033ЕУ3/1087ЕУ1 – TDA4605-2

SIEMENS



ОСОБЕННОСТИ

- **Непосредственное управление мощным переключающим МОП-транзистором**
- **Встроенная схема подавления импульсных пакетов при КЗ**
- **Обратная характеристика для защиты внешних компонентов от перегрузки**
- **Блокировка при недопустимых значениях напряжения сети**
- **Защита от разрывов и замыканий в контуре ОС**
- **Встроенная схема подаaления паразитных колебательных процессов, инициируемых трансформатором**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы 1033ЕУ2/3/5, 1087ЕУ1 предназначены для возбуждения, управления, контроля и защиты переключающего МОП-транзистора импульсного ИВП, построенного по схеме однотактного обратноходового преобразователя со свободной частотой колебаний, а также для защиты ИВП в целом.

Микросхемы выполняются в пластмассовом корпусе типа 2101.8-1.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа 2101.8-1

(вид сверху)

Вход ОС	FB	1	8	SCL	Вход определения начала такта
Вход пилообразного напряжения	RAMP	2	7	SS	"Мягкий" запуск
Монитор первичного напряжения	MON	3	6	V_S	Напряжение питания
Общий	COM	4	5	OUT	Выход

1033ЕУ1

S4431C01

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Изготовитель	
КР1033ЕУ2		ТОР
		Электроника
		Гамма
		Электронприбор
КР1033ЕУ3		Родон
КР1033ЕУ5		Электроника
КР1087ЕУ1		Интеграл

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы TDA4605/-2/-3, См. стр. 185.

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеет отличий от схемы включения TDA4605/-2/-3, См. стр. 191...192.

SIEMENS

TDA4605/-2/-3

СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ ИСТОЧНИКОМ ВТОРИЧНОГО ПИТАНИЯ НА МОП-ТРАНЗИСТОРЕ

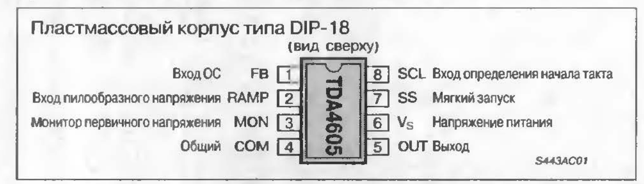
ОСОБЕННОСТИ

- **Непосредственное управление мощным переключающим МОП-транзистором**
- **Встроеннвя схема подавления импульсных пакетов при КЗ**
- **Обратная характеристика для защиты внешних компонентов от перегрузки**
- **Блокировка при недопустимых значениях напряжения сети**
- **Защита от разрывов и замыканий в контуре ОС**
- **Встроенная схема подавления паразитных колебвтельных процессов, инициируемых трансформатором**

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинвл	Чвстота переключения	Выходная мощность ИВП
TDA4605	до 165 кГц	до 250 Вт
TDA4605-2	до 180 кГц	до 150 Вт
TDA4605-3	до 250 кГц	до 350 Вт

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TDA4605/-2/-3 предназначена для возбуждения, управления, контроля и защиты переключающего МОП-транзистора импульсного ИВП, построенного по схеме однотактного обратноходового преобразователя со свободной частотой колебаний, а также для защиты ИВП в целом. Хорошие показатели по стабилизации нагрузки в широком диапазоне ее изменения дают основание рекомендовать прибор типа TDA4605/-2/-3 для бытовых и промышленных ИВП.

Входное напряжение подается на соединенные последовательно мощный МОП-транзистор и первичную обмотку обратноходового трансформатора. Трансформатор накапливает энергию в то время, когда транзистор открыт, а в то время, когда транзистор заперт, эта энергия передается на нагрузку через вторичную обмотку трансформатора. Микросхема управляет этим процессом передачи порций энергии, варьируя длительность периода открытого состояния мощного МОП-транзистора, и, тем самым, поддерживает неизменным значение выходного напряжения незввисимо от изменения нагрузки. Необходимую для управления информацию микросхема получает от входного напряжения в период, когда транзистор открыт, и от управляющей обмотки при запертом транзисторе. Новый цикл начинается только после того, как упомянутая выше порция энергии будет полностью передана в нагрузку.

РЕКОМЕНДУЕМЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

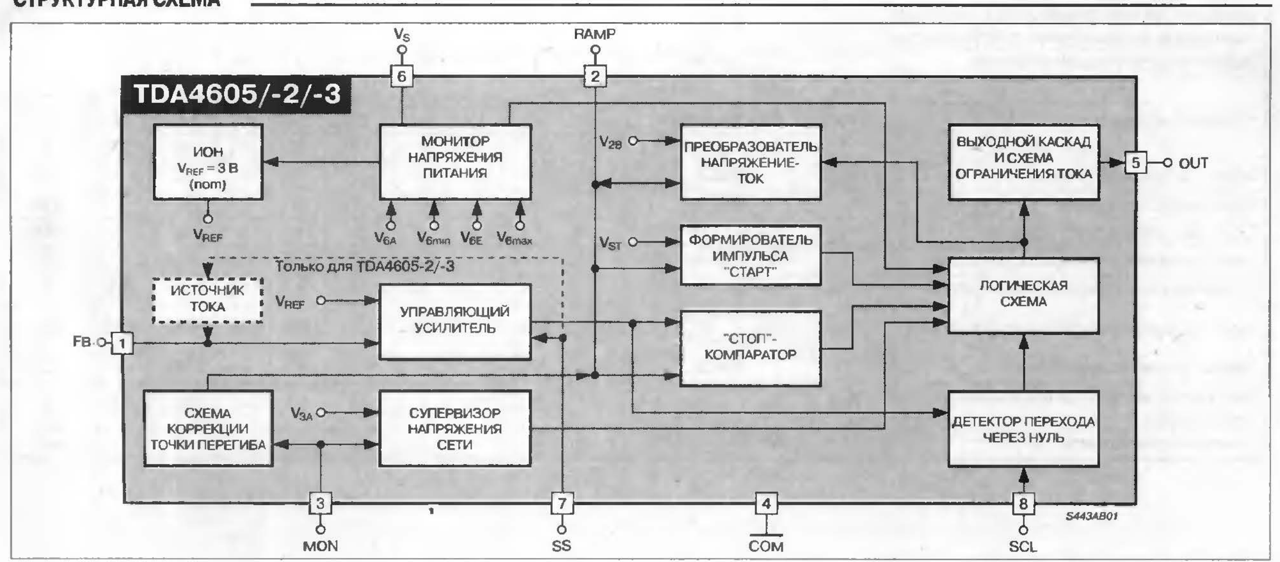
При T_A = 25°C

Напряжение питания (в состоянии "включено"):
- для TDA4605 .... 8...14 В
- для TDA4605-2/-3 .... 7.5...15.5 В

Температура окружающей среды .... –20...+85°C

Тепловое сопротивление:
- криствлл-окружающая среда .... 100 К/Вт
- кристалл-корпус (измерено на выводе 4) .... 70 К/Вт

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ПРЕДЕЛЬНО ДОПУСТИМЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

При T_A = 25°C

Напряжение:
- на выводе 1 . . . . −0.3...3 В
- на выводе 2 . . . . −0.3 В (min)
- на выводе 3 . . . . −0.3 В (min)
- на выводе 5 . . . . −0.3...6 В
- на выводе 6 (напряжение питания) . . . . . . −0.3...20 В
- на выводе 7 . . . . −0.3...6 В

Температура кристалла . . . . +125°C
Диапазон температур хранения . . . . −40...+125°C

Ток:
- на выводе 1 . . . . 3 мА (max)
- на выводе 2 . . . . 3 мА (max)
- на выводе 3 . . . . 3 мА (max)
- на выводе 4 (при tp < 50 мкс; v < 0.1) . . . . . . −1.5 А (min)
- на выводе 5 (при tp < 50 мкс; v < 0.1) . . . . . . −1.5...1.5 А
- на выводе 6 (при tp < 50 мкс; v < 0.1):
  - для TDA4605 . . . . 1.5 А (max)
  - для TDA4605-2/-3 . . . . 0.5 А (max)
- на выводе 7 . . . . 3 мА (max)
- на выводе 8 . . . . −3...3 мА

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

При T_A = 25°C, если не указано иначе

Параметр	Символ	Условия	Значения									Единица измерения
			TDA4605			TDA4605-2			TDA4605-3			
			не менее	типовое	не более	не менее	типовое	не более	не менее	типовое	не более	
Пусковой ток	I_{6E0}	**Рис. 1**, $V_6 = V_{6E}$	0.5	1.1	1.6	—	0.6	0.8	—	0.6	0.8	мА
Напряжение включения	V_{6E}	**Рис. 1**	11	12	13	11	12	13	11	12	13	В
Напряжение отключения	V_{6A}	**Рис. 1**	6.4	6.9	7.4	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	В
Ток включения	I_{6E1}	**Рис. 1**, $V_6 = V_{6E}$	7	9	12	—	11	—	7	11	14	мА
Ток отключения	I_{6A1}	**Рис. 1**, $V_6 = V_{6A}$	6.5	8	10	—	10	—	5	10	13	мА
Напряжение фиксации на выводе 2	$V_2(max)$	**Рис. 1**, $V_6 \leq V_{6E}$ I_2 = 1 мА, микросхема отключена	5.6	6.6	7.6	5.6	6.6	8	5.6	6.6	8	В
Напряжение фиксации на выводе 3	$V_3(max)$	**Рис. 1**, $V_6 \leq V_{6E}$ I_3 = 1 мА, микросхема отключена	5.6	6.6	7.6	5.6	6.6	8	5.6	6.6	8	В
Входное напряжение управляющего усилителя	V_{1R}	**Рис. 2**	370	400	430	390	400	410	390	400	410	мВ
Усиление управляющего усилителя	K_R	**Рис. 2**, f = 1 кГц	47	50	53	—	43	—	30	43	60	дБ
Опорный уровень преобразователя ток-напряжение	V_{2B}	**Рис. 2**	0.90	1.00	1.15	0.97	1.00	1.03	0.97	1.00	1.03	В
Пороговый уровень перегрузки на выходе	V_{2O}	**Рис. 2**, $V_1 = V_{1R}$ − 10 мВ	—	3.0	—	2.9	3.0	3.1	2.9	3.0	3.1	В
Пороговый уровень КЗ на выходе	V_{2S}	**Рис. 2**, V_1 = 0 В	2.2	2.6	3.0	2.2	2.4	2.6	2.2	2.4	2.6	В
Ток коррекции точки перегиба	$-I_2$	**Рис. 1**, V_3 = 3.7 В	400	660	850	300	500	650	300	500	650	мкА
Положительный уровень фиксации детектора перехода через нуль	V_{8P}	**Рис. 2**, I_8 = 1 мА	0.70	0.75	0.80	—	0.75	—	0.7	0.75	0.82	В
Отрицательный уровень фиксации детектора перехода через нуль	V_{8N}	**Рис. 2**, I_8 = −1 мА	-0.15	-0.22	-0.25	—	-0.2	—	-0.25	-0.2	-0.15	В
Пороговый уровень детектора переходе через нуль	V_{8S}	**Рис. 2**	40	50	—	40	50	—	40	50	76	мВ
Длительность времени подавления паразитного переходного процесса, инициируемого трансформатором	t_{UL}	**Рис. 2**	2	2	6	4	4.5	5.5	3.0	3.5	3.8	мкс
Входной ток детектора перехода через нуль	$-I_8$	V_8 = 0 В	—	2	4	0	—	4	0	—	4	мкА
Напряжение насыщения	V_{SAT}	**Рис. 1**, I_5 = −0.1 А	—	1.5	2.0	—	1.5	2.0	—	1.5	2.0	В
		Рис. 1, I_5 = +0.1 А	—	1.0	1.2	—	1.0	1.2	—	1.0	1.2	В
		Рис. 1, I_5 = +0.5 А	—	1.4	1.8	—	1.4	1.8	—	1.4	1.8	В
Скорость нарастания напряжения	dV_5/dt	**Рис. 2**	—	50	—	—	20	—	—	70	—	В/мкс
Скорость спада напряжения	dV_5/dt	**Рис. 2**	—	80	—	—	50	—	—	100	—	В/мкс
Ток снижения управляющего напряжения	$-I_7$	V_7 = 1.1 В	—	—	—	—	50	—	—	50	130	мкА
Нижний пороговый уровень напряжения питания	$V_6(min)$	**Рис. 2**, $V_5 = V_5(min)$	—	—	—	7.0	7.25	7.5	7.0	7.25	7.5	В
Верхний пороговый уровень напряжения питания	$V_6(max)$	**Рис. 2**, $V_5 = V_5(min)$	14	15	16	15.5	16	16.5	15.5	16	16.5	В
Пороговый уровень пониженного напряжения сети	V_{3A}	**Рис. 1**, V_2 = 0 В, $V_5 = V_5(min)$	925	1000	1075	985	1000	1015	985	1000	1015	мВ
Температура срабатывания защиты	T_J	**Рис. 2**	—	125	—	—	150	—	—	150	—	°C
Напряжение на выводе 3 при срабатывании одной из функций защиты	V_{3SAT}	**Рис. 1**, I_3 = 750 мкА	—	0.4	0.8	—	0.4	0.8	—	0.4	0.8	В
Ток стока во время паразитных выбросов	I_6	**Рис. 1**, $V_3 = V_2$ = 0 В	—	8	—	—	8	—	—	8	—	мА

ОПИСАНИЕ ВЫВОДОВ

Номер вывода	Символ	Функция
1	FB	Вход напряжения ОС с обмотки трансформатора ИВП. По результатам сравнвния управляющего напряжения (напряженив, снимаемое с управляющей обмотки трансформатора) с внутренним опорным напряжением регулируется ширина выходного импульса (вывод [5]) в соответствии с величиной нагрузки (номинвльная нагрузка, перегрузка, КЗ, отсутствие нагрузки)
2	RAMP	Вход пилообразного напряжения (информация о входном токе ИВП). Рост входного тока в первичной обмотке трансформатора имитируется (вывод [2]) повышением уровня напряжения при помощи внешней RC-цепи. Когда значение этого напряжения достигнет уровня, равного уровню сигнала, который получается из управляющего напряжения (вывод [1]), выходной импульс (вывод [5]) прерывается
3	MON	Входная информация для монитора первичного напряжения. При недопустимо низком уровне напряжения сети результат сравнения напряжения V_3 с внутренними опорными напряжениями отключает микросхему. Напряжение на выводе [3] позволяет также выполнять компенсацию смещения точки перегиба характеристики
4	COM	Общий вывод (земля)
5	OUT	Выход двухтактного выходного каскада обеспечивает ток до 1 А для быстрого заряда/разряда емкости затвора мощного МОП-транзистора
6	V_S	Вход напряжения питания. Из этого напряжения формируется стабильное внутреннее опорное напряжение V_{REF} и внутренние пороговые напряжения V_{6A}, V_{6E}, $V_6(max)$ и $V_6(min)$ для монитора напряжения питания. Если $V_6 \geq V_{6E}$, напряжение V_{REF} включено; напряжение V_{REF} выключено при $V_6 < V_{6A}$. Кроме того, работа логической схемы разрешена только при выполнении условия $V_6(min) \leq V_6 \leq V_6(max)$
7	SS	Этот вывод используется для обеспечения мягкого запуска. К выводу [7] подсоединен выход управляющего усилителя. Конденсатор, подключенный между землей и выводом [7], позволяет обеспечить плавное нарастание длительности выходного импульса при запуске и интегрирующую характеристику управляющего усилителя
8	SCL	Вход определения начала такта. Прохождение нуля при отрицательном пврепаде напряжения на этом выводе инициирует запуск импульса на выводе [5]. Паразитный колебательный процесс, происходящий в обмотках трансформатора, не должен инициировать запуск новых импульсов, т.к. в конце каждого импульса специальная схема подввляет датектор перехода через нуль на время t_{UL}

Рис. 10. Перввя схемв для снятия харектеристик

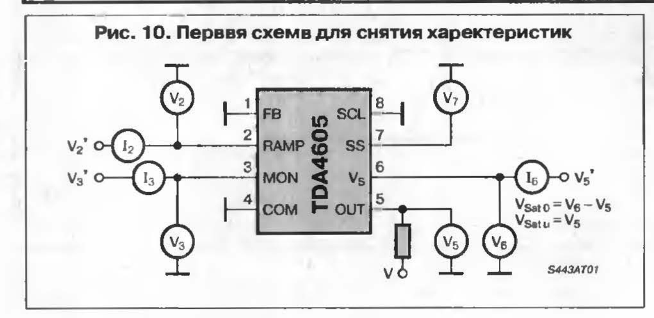
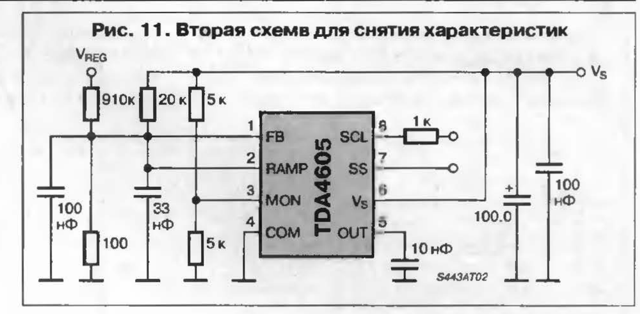


Рис. 11. Вторая схемв для снятия характеристик



ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

V8
V8P
V8N
t
Пуск
V2
V2S (max)
V2K
V2B
1
V5 = VGS
Останов
t
ID
Пусковой гистерезис
f
VDS
f
S443AZ01

ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ (Продолжение)

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 1. Зависимость пускового тока от температуры для TDA4605/-2/-3

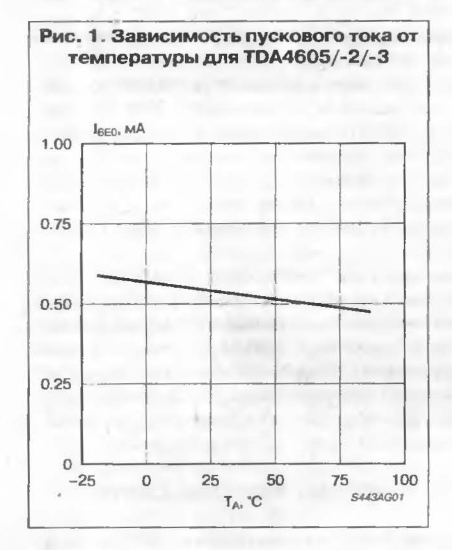


Рис. 2. Зависимость пускового тока от твмпературы для TDA4605

Рис. 3. Зввисимость тока коррекции точки перегиба от нвпряжения на выводе [3] для TDA4605/-2/-3

Рис. 4. Зввисимость тока коррекции точки перегиба от напряжения на выводе [3] для TDA4605

Рис. 5. Зависимость пикового значения нвпряжения, полученного преобразованием тока первичной обмотки, от нвпряжения на выводе [1]

Рис. 6. Зависимость пикового значения напряжения, полученного преобразованием тока первичной обмотки, от напряжения нв выводе [3]

Рис. 7. Рекомендуемые значения рассеиваемой на транзисторе мощности в зависимости от выходной мощности для разных типов транзисторов

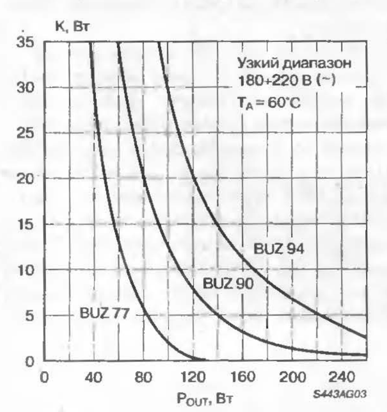


Рис. 8. Рекомендуемые значения рассеиваемой на трвнзисторе мощности в зависимости от выходной мощности для разных типов транзисторов

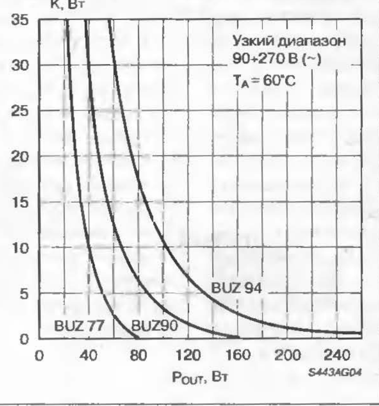
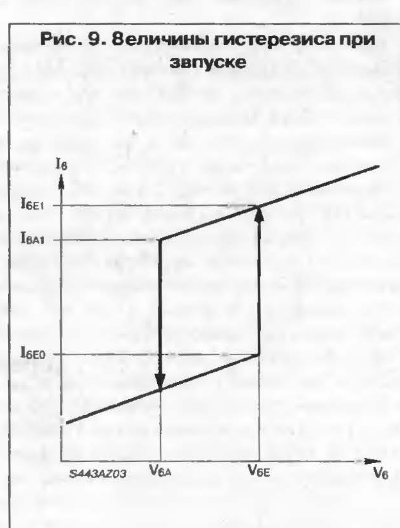


Рис. 9. 8еличины гистерезиса при звпуске



ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TDA4605/-2/-3 предназначена для возбуждения, управления, контроля и защиты переключающего МОП-транзистора импульсного ИВП, построенного по схеме однотактного обратноходового преобразователя со свободной частотой колебаний, в процессе пуска, в нормальном режиме работы и в режиме перегрузки, а также при возникновении неисправности. В последнем случае включение переключающего транзистора блокируется, и предотвращается резкое увеличение выходного напряжения (на вторичной обмотке).

РЕЖИМЫ НАГРУЗКИ

Режим отсутствия нагрузки. ИВП работает в режиме подавления импульсных пакетов с частотой 20...40 кГц (TDA4605 в этом режиме работает на резонансной частоте 100...200 кГц). Выходное напряжение находится вблизи своего номинального значения и определяется особенностями конструкции трансформатора, характеристиками резисторов делителя управляющего напряжения.

Режим номинальной нагрузки. Частота переключения в этом режиме падает по мере увеличения нагрузки и уменьшения входного напряжения. Величина рабочего цикла выходных импульсов преимущественно зависит от входного напряжения, а выходное напряжение — только от нагрузки.

Точка перегрузки. В этой точке выходной характеристики обеспечивается максимальная выходная мощность.

Режим перегрузки. Передаваемая за рабочий цикл энергия ограничена сверху. Следовательно, выходное напряжение падает с ростом перегрузки на выходе.

ПУСКОВОЙ РЕЖИМ

Пусковой режим применительно к схеме, приведенной на **Рис. 12** (см. "Временные характеристики"), рассмотрен для случая входного напряжения, несколько превышающего нижний предельно допустимый уровень сетевого напряжения. После по-дачи входного напряжения в момент времени t_0 устанавливаются следующие величины напряжений:

напряжение V_6 соответствует току однополупериодного заряда через R1;

напряжение V_2 соответствует $V_2\,(max)$ (номинальное значение 6.6 В);

напряжение V_3 соответствует значению, которое снимается с делителя R10/R11.

В этом случае ток, который потребляет микросхема, меньше 0.8 мА.

Как только напряжение V_6 достигло порогового уровня V_{EE} (на временной диаграмме в момент времени t_1), микросхема включает внутреннее опорное напряжение. Ток нарастает до максимального значения 12 мА. Преобразователь первичного тока в напряжение устанавливает напряжение V_2 на уровне V_{2B}, и формирователь пускового импульса выдает импульсы (временной интервал от t_5 до t_6 на временной диаграмме). Сигнал ОС с вывода [8] запускает следующий импульс и т. д. Длительность всех импульсов, включая и пусковой импульс, регулируется управляющим усилителем. После включения микросхемы формируется линейно нарастающий сигнал на выводе [7]. Этот сигнал позволяет плавно увеличивать длительность выходного импульса ("мягкий" запуск). Максимальную длительность выходного импульса ограничивает управляющий усилитель. По мере увеличения управляющего напряжения ОС V_1, растет и длительность выходных импульсов, которая задается управляющим усилителем. Максимальной длительности импульс достигнет в момент времени $t_2\,(V_2 = V_2\,(max))$, когда микросхема работает в точке перегиба. Далее за этим пиковым значением напряжение V_2 быстро падает, так как микросхема работает в пределах диапазона стабилизации. Контур регулирования переходит в стационарное, рабочее состояние.

Если напряжение V_6 падает ниже порогового уровня отключения $V_6\,(min)$ до выхода на точку перегиба, попытка запуска ИВП прекращается (переключение на НИЗКИЙ уровень напряжения на выводе [5]). Так как внутренние блоки по-прежнему включены, напряжение V_6 продолжает уменьшаться далее до V_{6A}. Затем микросхема отключается; напряжение V_6 может снова начать расти (момент времени t_4 на временной диаграмме) с последующей новой попыткой пуска в момент t_1.

Если уровень выпрямленного напряжения сети упал из-за воздействия нагрузки, напряжение V_3 может оказаться ниже уровня напряжения V_{3A}, как это показано на временной диаграмме в момент времени t_3 (попытка включения ИВП при слишком низком уровне первичного напряжения). Встроенная схема монитора первичного напряжения в этом случае фиксирует V_3 на уровне V_{3S} до отключения микросхемы ($V_6 < V_{6A}$). Затем начинается новая попытка пуска ИВП (момент времени t_1 на временной диаграмме).

РЕЖИМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ, ПЕРЕГРУЗКИ И ОТСУТСТВИЯ НАГРУЗКИ

После успешного завершения пуска микросхема работает в режиме стабилизации. Потенциал на выводе [1] составляет 400 мВ (номинальное значение). Коэффициент усиления управляющей схемы образован двумя составляющими: первая из них — это фиксированная пропорциональная часть, фиксация которой обеспечивается встроенными в микросхему средствами, и интегральная часть, которая задается внешним конденсатором, подключенным к выводу [7]. При наличии нагрузки на выходе ИВП управляющий усилитель инициирует расширение выходных импульсов (ВЫСОКИЙ логический уровень V_5). Значение пикового напряжения на выводе [2] растет до уровня $V_{2S}\,(max)$. При дальнейшем увеличении нагрузки на выходе ИВП усилитель перегрузки начинает сокращать длительность выходного импульса. Этот момент называется точкой перегиба. Поскольку напряжение питания микросхемы прямо пропорционально напряжению на вторичных обмотках, понижение уровня напряжения V_6 полностью соответствует режиму работы управляющей схемы при наличии перегрузки. Когда уровень напряжения V_6 оказался ниже уровня $V_6\,(min)$, микросхема переходит в режим подавления импульсных пакетов. При сравнительно большом значении постоянной времени заряда пусковой схемы, которая работает в режиме однополупериодного выпрямления, только очень малая мощность передается на нагрузку в случае возникновения КЗ на выходе ИВП. Усилитель перегрузки уменьшает ширину импульса ниже значения t_{PK}. Такую длительность импульса следует поддерживать далее с тем, чтобы потом обеспечить надежный запуск микросхемы после случайного КЗ, когда каждое включение начинается с $V_1 = 0$.

При отсутствии нагрузки выходные импульсы становятся короче (ВЫСОКИЙ логический уровень V_5).

Если ширина импульса стала короче определенного в микросхеме предельного уровня, то прибор блокирует часть последовательности выходных импульсов. Причем, если нагрузка продолжает и далее уменьшаться из-за рабочего цикла выходного импульса, то инструментальная погрешность схемы выпрямителя (R8, D3, C6 на **Рис. 12**) растет, и, следовательно, растет также выходное напряжение на выходе ИВП. Если микросхема работает с укороченными выходными импульсами, то источник тока выдает дополнительный ток на управляющий усилитель для того, чтобы понизить выходное напряжение. Величина дополнительного тока зависит от сопротивлений резисторов R5, R6, R7. Целесообразно использование этого тока для компенсации приращения вторичного напряжения.

РЕЖИМ РАБОТЫ ПРИ ПРЕВЫШЕНИИ ПРЕДЕЛЬНОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ

Схема общей защиты микросхемы от превышения температуры запрещает выдачу сигналов логической схемы, когда температура кристалла становится слишком высокой. Логическая схема автоматически контролирует эту температуру, и, как только она опустилась до приемлемого уровня, микросхема переходит в пусковой режим.

ЗАМЕЧАНИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

Рассматривается схема применения обратноходового преобразователя для видеомагнитофонов номинальной мощностью 70 Вт. Схема работает в расширенном диапазоне напряжения сети переменного тока (универсальный сетевой вход) от 180 В до 264 В. Мостовой выпрямитель GR1 обеспечивает выпрямление входного линейного напряжения, которое сглаживается конденсатором С1. Броски тока ограничиваются резистором с отрицательным ТКС.

Микросхема имеет встроенную схему предотвращения включения мощного транзистора Т1 из-за статических зарядов на затворе транзистора, которые накапливаются при отключенном состоянии микросхемы. Резистор R13 ограничивает спектр излучаемых шумов.

Во время проводящего периода мощного транзистора Т1 рост тока в первичной обмотке определяется индуктивностью обмотки и уровнем питающего напряжения.

Цепь R4-C5 используется для имитации пилообразного процесса роста коллекторного тока. Результирующее управляющее напряжение подается на вывод [2]. Следует выбирать постоянную времени цепи R4-C5 таким образом, чтобы исключить вероятность насыщения сердечника трансформатора.

Передаточное отношение делителя на резисторах R10 и R11 задает пороговый уровень напряжения. Ниже этого порогового уровня ИВП прекращает работу из-за недопустимо низкого напряжения сети. Кроме того, управляющее напряжение на выводе [3] определяет ток коррекции точки перегиба. Этот ток является добавочным к току, протекающему через резистор R4, и обеспечивает дополнительный заряд конденсатора С5, благодаря которому сокращается продолжительность периода включения транзистора Т1. Таким образом, обеспечивается стабилизация точки перегиба даже при повышенном сетевом напряжении.

Управление работой ИВП осуществляется напряжением, подаваемым на вывод [1]. Управляющее напряжение с обмотки n1 во время, когда транзистор Т1 закрыт, после выпрямления диодом D3 и сглаживания конденсатором С6 понижается делителем на резисторах R5, R6 и R7 с регулируемым коэффициентом деления. Пиковое значение тока регулируется микросхемой таким образом, чтобы поддерживать на требуемом уровне напряжение, снимаемое с управляющей обмотки, и, следовательно, выходное напряжение.

В период передачи трансформатором энергии на нагрузку управляющее напряжение проходит через нулевой уровень. Микросхема выявляет момент нулевого значения управляющего напряжения с помощью последовательно подключенного к выводу [8] резистора R9. Но подобное пересечение нулевого уровня может возникать также в результате колебательных процессов, которые возникают в самом трансформаторе после закрывания транзистора Т1 или КЗ на выходе ИВП.

Подключение к выводу [7] конденсатора С8 позволяет начать подачу питания с укороченных импульсов для того, чтобы поддерживать рабочую частоту при запуске за гарантированными пределами диапазона.

На стороне вторичных обмоток ИВП формируются три фиксированных значения стабилизированного выходного напряжения через трансформаторные обмотки n2 (n5), выпрямительные диоды D4 (D6) и конденсаторы С9 (С11) сглаживания пульсаций напряжения. Резистор R12 используется в качестве стабилизирующего нагрузочного резистора. Резисторы-предохранители R15, R16 защищают соответствующие цепи стабилизированного напряжения от КЗ на выходных цепях, которые рассчитаны только на достаточно малые предельные токи нагрузки.

Рис. 12. Типовая схвма источника питания с универсальным входом на TDA4605

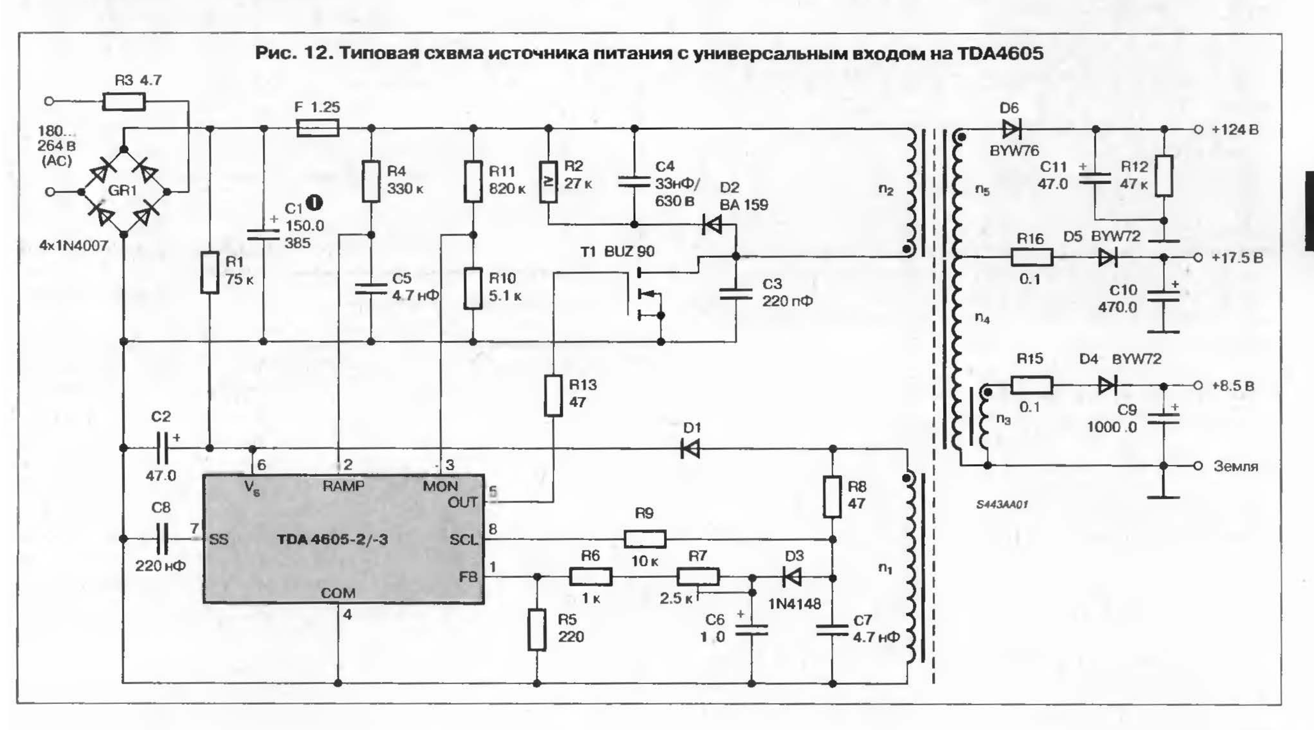
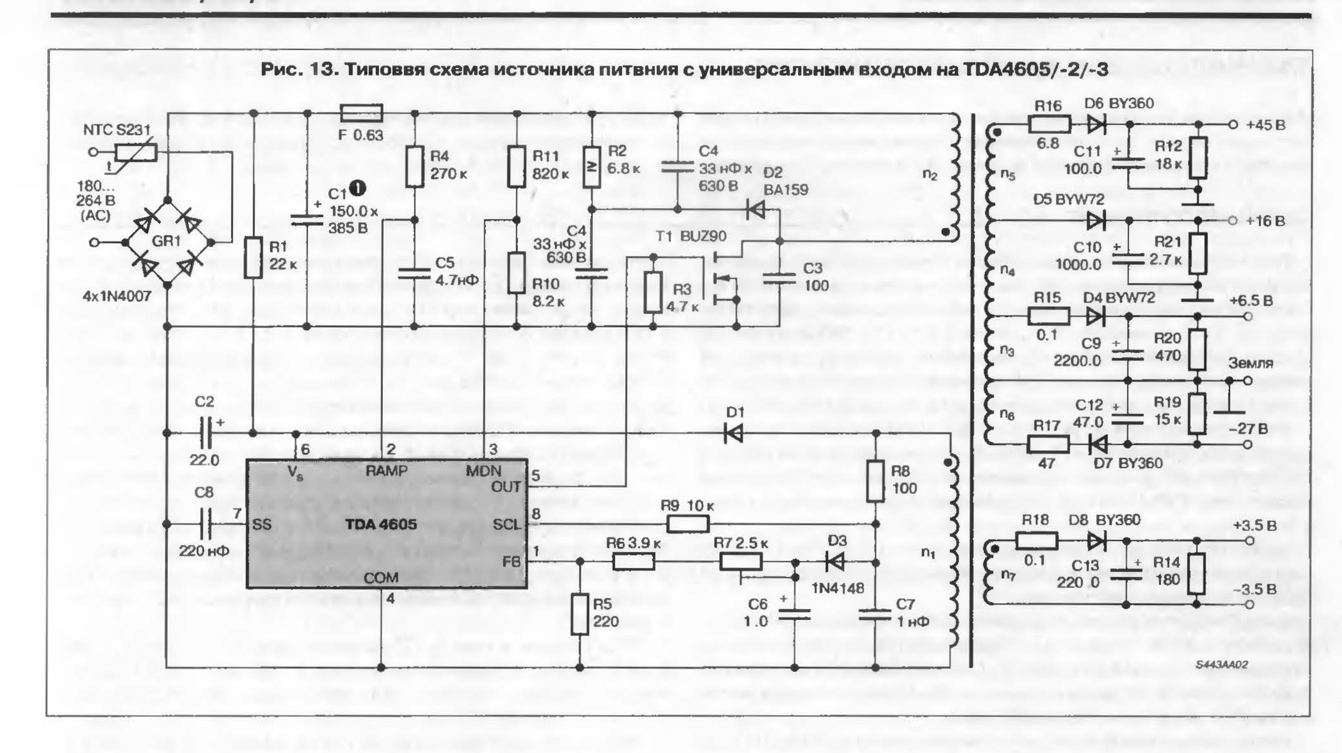
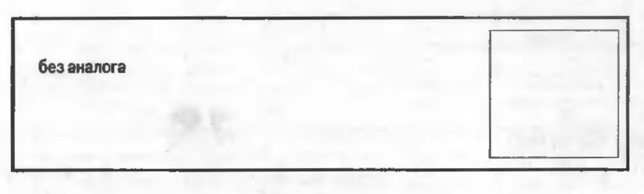
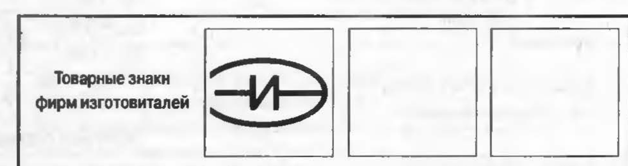


Рис. 13. Типоввя схема источника питвния с универсальным входом на TDA4605/-2/-3



ЧИМ-КОНТРОЛЛЕР РЕЗОНАНСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ 1055ЕУ4

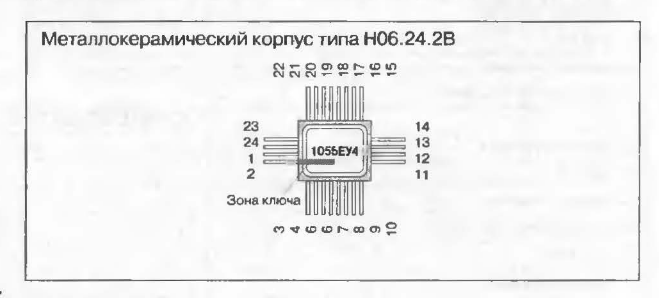




ОСОБЕННОСТИ

- Однотактное частотно-импульсное преобразование
- Внутренний источник опорного напряжения
- Защита от перегрузки по току
- Мягкий запуск
- Дистанционное "включение-выключение"
- Защита от пониженного напряжения питания
- Малый ток потребления в режиме холостого хода
- Высокая частота преобразования .... до 1.5 МГц

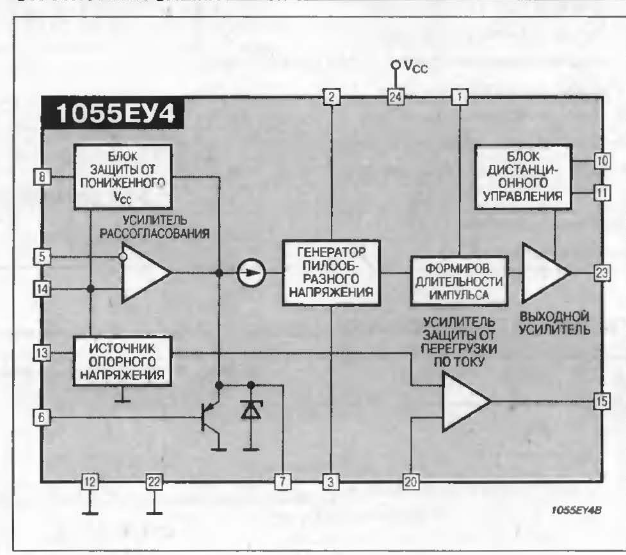
ЦОКОЛЁВКА КОРПУСОВ



ОПИСАНИЕ ВЫВОДОВ

Выводы	Описание
1	Подключение RC-цепи, формирующей длительность импульса
3	Конденсатор формирования частоты преобразования
5	Инвертирующий вход усилителя рассогласования
6	Конденсатор мягкого запуска
7	Резистор формирования частоты преобразования
8	Делитель напряжения включения
10	Выход (открытый коллектор) дистанционного "включения-выключения"
11	Вход блока дистанционного "включения-выключения"
12	Силовая земля
13	Корректирующая ёмкость ИОН
14	Выход ИОН
15	Выход (открытый коллектор) усилителя защиты от перегрузки по току
20	Вход усилителя защиты от перегрузки по току
22	Земля
23	Выход
24	Напряжение питания V_{CC}

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ТИПОНОМИНАЛЫ

Прибор	Корпус	Технические условия
КН1055ЕУ4	Н06.24.2В	АДБК.431420.457ТУ

4

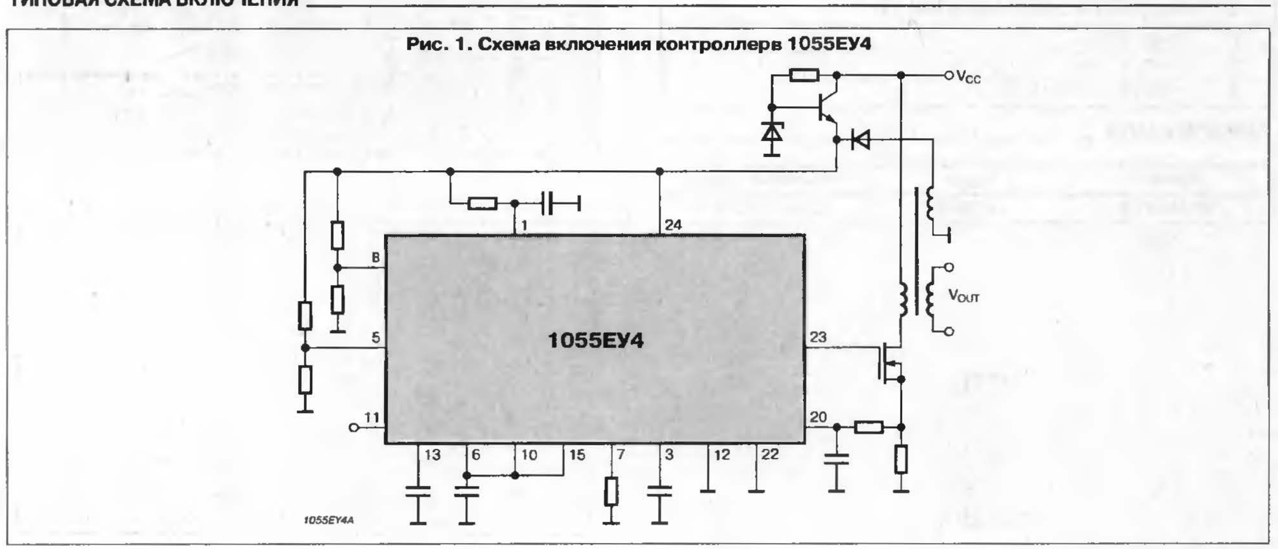
ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

При V_{CC} = 12 В ±5%; C_L = 1000 пФ; T_A = 25°С, если не оговорено иное

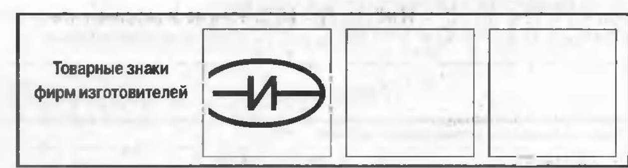
Параметр	Условия	Значение			Единица измерения
		не менее	типовое	не более	
Максимальное рабочее напряжение питания	–60...+125°С	—	—	18	В
Ток потребления:	f_{OSC} ≤ 10 кГц	—	—	6.0	мА
	f_{OSC} > 1 МГц	—	—	40.0	мА
Ток заряда ёмкости мягкого запуска		—	1.5	—	мкА
Рабочий температурный диапазон		–60	—	+125	°С
ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ					
Выходное напряжение		2.3	2.4	2.5	В
Температурный коэффициент опорного напряжения	T_A = –60...+125°С	—	—	10^{-4}	1/°С
Коэффициент влияния питающего напряжения на опорное		0.03	—	—	%/В
УСИЛИТЕЛЬ РАССОГЛАСОВАНИЯ					
Коэффициент усиления		86	90	—	дБ
Входной ток		—	—	0.1	мкА
Напряжение смещения		—	—	3.0	мВ
Частота единичного усиления		3	—	—	МГц
УСИЛИТЕЛЬ ЗАЩИТЫ ОТ ПЕРЕГРУЗКИ ПО ТОКУ					
Коэффициент усиления		—	60	—	дБ
Входной ток		—	3.0	—	мкА
Напряжение смещения		—	3.0	3.5	мВ
Частота единичного усиления		3	4.0	—	МГц
Выходной ток		2.0	3.0	—	мА
Пороговое напряжение		—	0.15	—	В
ФОРМИРОВАТЕЛЬ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ					
Минимальная частота преобразования		—	1.0	1.1	кГц
Максимальная частота преобразования		—	1.5	1.6	МГц
Длительность переднего/заднего фронта выходного импульса		40	50	—	нс
Врмя задержки (распространения)		—	80	—	нс
Выходной ток постоянный/импульсный		0.1/0.4	—	—	А
ВЫСОКИЙ уровень выходного напряжения		—	V_{CC} – 0.5	—	В
НИЗКИЙ уровень выходного напряжения		—	0.5	—	В
БЛОК ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ					
Напряжение выключения		—	2.4	—	В
Напряжение включения		—	0.4	—	В

ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Схема включения контроллерв 1055ЕУ4



ЧИМ-КОНТРОЛЛЕР РЕЗОНАНСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ 1055ЕУ5



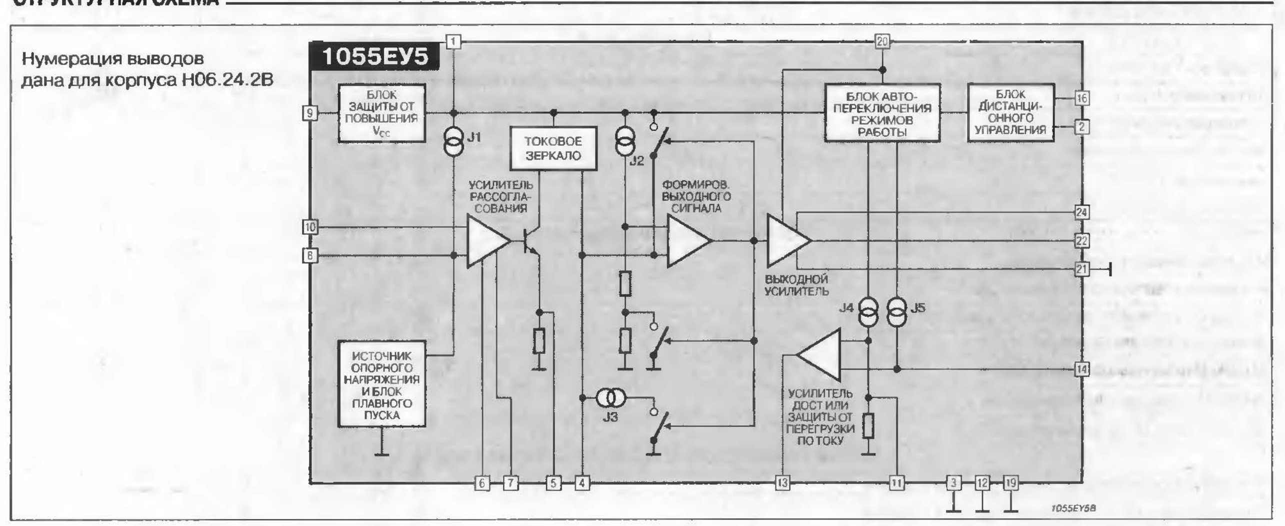
ОСОБЕННОСТИ

- Однотактное частотно-импульсное преобразование с ограничением предельной скважности
- Наличие дежурного и рабочего режимов работы
- Внутренний источник опорного напряжения
- Контроль выходного напряжения при пуске и в процессе работы
- Дополнительная обратная связь по току (ДОСТ)
- Защита от превышения напряжения в сети и от обрыва в цепи обратной связи
- Звщита от перегрузки по току
- Мягкий запуск
- Запуск схемы от накопительного конденсатора
- Дистанционное "включение-выключение"
- Защита от пониженного напряжения питания
- Малый ток потребления в режиме холостого хода
- Высокая частота преобразования . . . . до 1 МГц

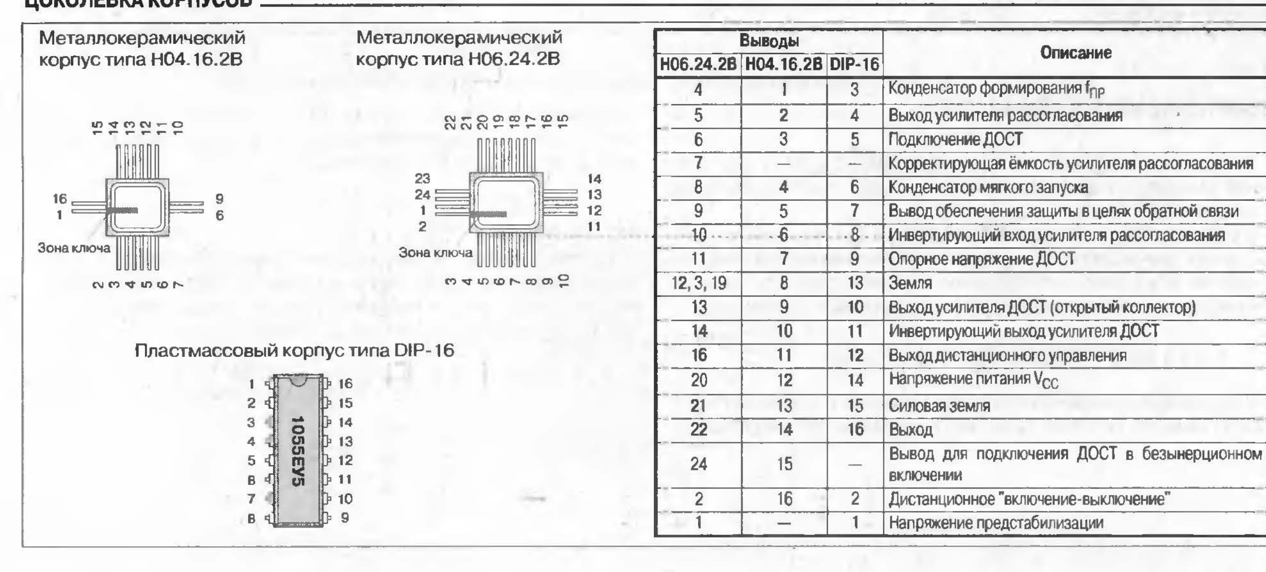
ТИПОНОМИНАЛЫ

Прибор	Корпус	Технические условия
КН1055ЕУ5	Н06.24.2В	АДБК.431420.458 ТУ
КН1055ЕУ5	Н04.16.2В	АДБК.431420.458 ТУ
КР1055ЕУ5	DIP-16	АДБК.431420.458 ТУ

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



Выводы			Описание
Н06.24.2В	Н04.16.2В	DIP-16	
4	1	3	Конденсатор формирования $f_{ПР}$
5	2	4	Выход усилителя рассогласования
6	3	5	Подключение ДОСТ
7	—	—	Корректирующая ёмкость усилителя рассогласования
8	4	6	Конденсатор мягкого запуска
9	5	7	Вывод обеспечения защиты в целях обратной связи
10	6	8	Инвертирующий вход усилителя рассогласования
11	7	9	Опорное напряжение ДОСТ
12, 3, 19	8	13	Земля
13	9	10	Выход усилителя ДОСТ (открытый коллектор)
14	10	11	Инвертирующий выход усилителя ДОСТ
16	11	12	Выход дистанционного управления
20	12	14	Напряжение питания V_{CC}
21	13	15	Силовая земля
22	14	16	Выход
24	15	—	Вывод для подключения ДОСТ в безынерционном включении
2	16	2	Дистанционное "включение-выключение"
1	—	1	Напряжение предстабилизации

ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

При V_{CC} = 12 В ±5%; C_L = 1000 пФ; T_A = 25°C, если не оговорено иное

Параметр		Условия	Значение			Единица измерения
			не менее	типовое	не более	
Максимальное рабочее напряжение питания		—	—	—	18	В
Ток потребления:	в дежурном режиме	—	—	15	20	мкА
	в рабочем режиме	$f_{OSC} \le$ 10 кГц	—	—	4.0	мА
		f_{OSC} = 1 МГц	—	—	30.0	мА
Рабочий температурный диапазон		корпуса Н06.24.2В, Н04.16.2В	–40	—	+100	°C
ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ						
Выходное напряжение		—	1.0	1.1	1.2	В
Температурный коэффициент опорного напряжения		T_A = –40...+100°C	—	—	10^{-4}	1/°C
Коэффициент алияния питающего напряжения на опорное		—	0.02	—	—	%/В
УСИЛИТЕЛЬ РАССОГЛАСОВАНИЯ						
Коэффициент усиления		—	86	90	—	дБ
Входной ток		—	—	—	0.1	мкА
Напряжение смещения		—	—	—	3.0	мВ
Частота единичного усиления		—	3	—	—	МГц
УСИЛИТЕЛЬ ДОСТ						
Коэффициент усиления		—	64	70	—	дБ
Ток смещения		—	—	80	100	мкА
Напряжение смещения		—	—	—	3.0	мВ
Частота единичного усиления		—	3	—	—	МГц
Выходной ток		—	40	50	—	мА
Пороговое напряжение		—	—	0.3	—	В
ФОРМИРОВАТЕЛЬ ВЫХОДНЫХ ИМПУЛЬСОВ						
Минимальная частота преобразования		—	—	1.0	1.1	кГц
Максимальная частота праобразования		—	—	1.0	1.2	МГц
Длительность переднего/заднего фронта выходного импульса		—	40	50	—	нс
Врмя задержки (распространения)		—	—	50	60	нс
Выходной ток постоянный/импульсный		—	0.1/0.4	—	—	А
ВЫСОКИЙ уровень выходного напряжения		—	—	V_{CC} – 0.5	—	В
НИЗКИЙ уровень выходного напряжения		—	—	0.5	—	В
БЛОК АВТОМАТИЧЕСКОГО ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ						
Напряжение переключения из дежурного режима в рабочий		—	14	15	16	В
Напряжение переключения из рабочего режима в дежурный		—	6	7	8	В
Уровни упраапения дистанционным "включением-выключением":	включено	—	—	0.4	—	В
	выключено	—	—	2.4	—	В

ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОСХЕМЫ 1055ЕУ5

Рассмотрим применение контроллера 1055ЕУ5 в источниках вторичного электропитания. Нумерация выводов в схемах приведена для корпуса Н06.24.2В.

В схеме на **Рис. 1** длительность импульса T_i (сигнала открытого состояния транзистора VT1) определяется по максимальному напряжению на конденсаторе С1 и минимальной мощности нагрузки для выбранного значения приведённой индуктивности фильтра L1.

$$T_i \le 2\, I_L(\min) \times L1/(K_{TR} \times V_{CC}(\max) - V_L - V_D).$$

В случае квазирезонансного преобразователя в схемах на **Рис. 1** и **2** длительность импульса $T_И$ должна быть больше полупериода резонансного процесса, определяемого произведением индуктивности и ёмкости (индуктивность рассеяния L_{S2} трансформатора TV1 и С9 для **Рис. 1** или L1 и С8 для **Рис. 2**).

$$T_i > \pi\sqrt{LC}.$$

В схемах на **Рис. 3** и **4** длительность импульса T_i определяется по максимальному напряжению на конденсаторе С5 и минимальной мощности нагрузки для выбранного значения индуктивности намагничивания первичной обмотки L_{1-2} трансформатора TV1.

$$T_i \le B \cdot I_L(\min) \times L_{1-2}\left[\frac{K_{TR}}{1 + V_D/V_{CC}} + \frac{V_L}{V_{CC}(\max)}\right] \Big/ (\eta \times V_{CC}(\max)).$$

Рис. 1. Схема маломощного квазирезонансного прямоходового преобразователя постоянного нвпряжения с коммутацией транзистора при нулевом токе

Рис. 2. Схема маломощного квезирезонвнсного обратноходового преобрвзоввтеля постоянного напряжения с коммутвцией трвнзисторв при нулевом токе

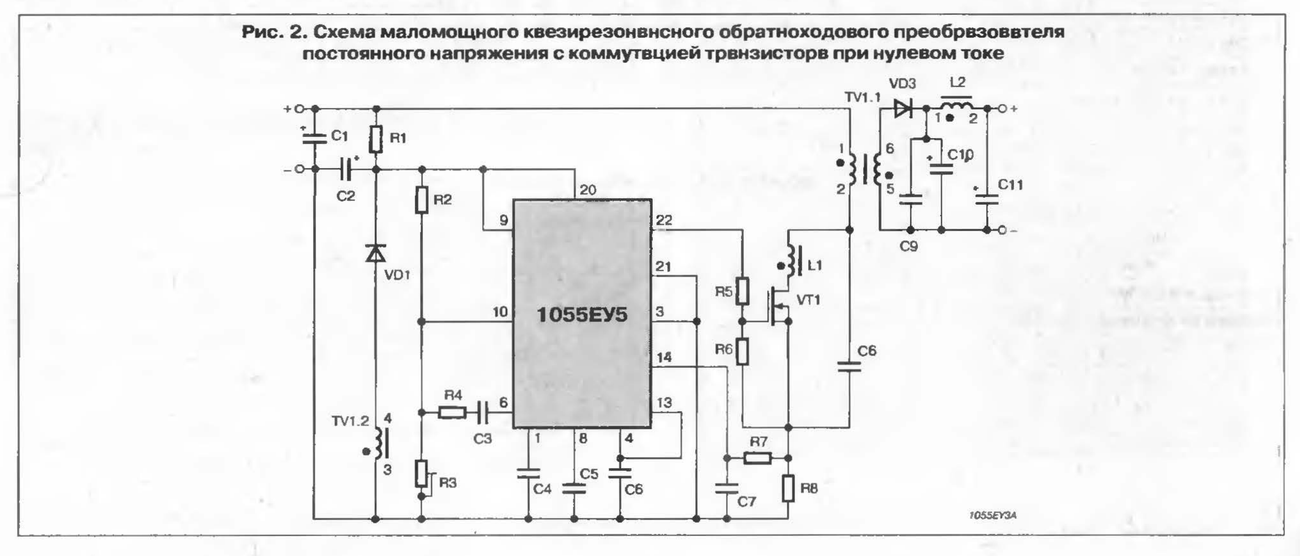
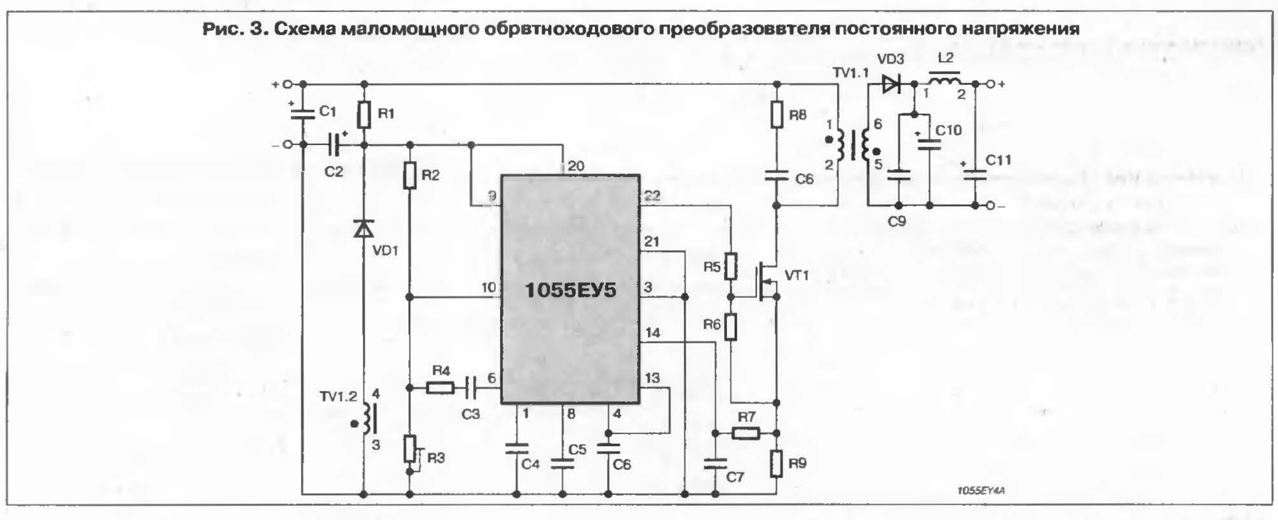


Рис. 3. Схема маломощного обрвтноходового преобразоввтеля постоянного напряжения



4

Рис. 4. Полная схема маломощного обратноходового преобразователя напряжения сети переменного тока в постоянное стабилизированное напряжение с гальванической развязкой

ПОЛУМОСТОВОЙ АВТОГЕНЕРАТОР ВИП 1182ГГ3

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1182ГГ3 является интегральной схемой высоковольтного полумостового автогенератора. Она изготовлена по уникальной биполярной технологии, разработанной для класса ИС, ориентированных на применение в сети переменного тока до 240 В. ИС преобразует постоянное напряжение (в частности, выпрямленное сетевое напряжение) в высокочастотное напряжение 30...50 кГц и позволяет создавать гальванически развязанные вторичные источники питания (ВИП) мощностью до 20 Вт.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Прибор	Корпус
КР1182ГГ3	DIP-8

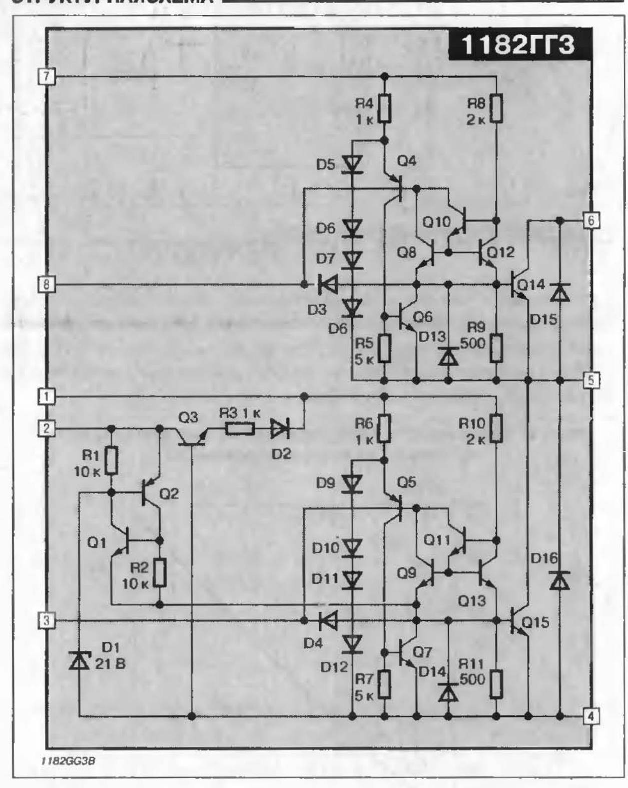
МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

При T_A = –40...+70°С

Параметр	Символ	Значение		Единица измерений
		Не менее	Не более	
Напряжение питания	V_{CC}	–	400*	В
Максимальный выходной ток	I_{MAX}	–	600	мА
Рассеиваемая мощность при T_A = +70°С	P_{TOT}	–	0.5	Вт
Температура окружающей среды	T_A	–40	+70	°С
Температура хранения	T_{STG}	–55	+150	°С
Допустимое значение статического электричества	V_{SE}	–	500	В

Примечания:
* — скорость нарастания напряжения питания dV_{CC}/dt не более 10 В/мкс.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

Назначение	Обозначение	Вывод	Вывод	Обозначение	Назначение
Питание схемы управления нижним ключом	SLC	1	8	SH	Вход управления верхнего ключа
Стартовый вход	ST	2	7	SHC	Питание схемы управления верхним ключом
Вход управления нижнего ключа	SL	3	6	V_{CC}	Напряжение питания
Земля	GND	4	5	Q	Средняя точка полумоста

1182ГГ3

ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

При T_A = 25°С, если не оговорено иное

Параметр	Символ	Условия	Значение			Единица измерения
			не менее	типовое	не более	
Остаточное напряжение переключателей	V_{SAT}	I = 0.3 А, V_S = 6 В	–	0.4	–	В
Напряжение срабатывания цепи запуска	V_{ST}		–	22	–	В
Напряжение переключения выходов	V_P		–	2.2	–	В
Падение напряжения на обратных диодах	V_D	I_D = 400 мА	–	1.4	3	В
Ток управления	I_S	V_S = 4 В	–	25	–	мА
Минимальный ток выходов	$I_{O\,MIN}$	V_S = 4 В	220	–	–	мА
Ток утечки выходов	I_{IL}	V_{CC} = 360 В	–	–	200	мкА

4

Рис. 1. Схема применения контроллера для сети переменного тока

Номиналы элементов для входного напряжения сети 220 В x 50 Гц и выходной частоты 30...50 кГц выбираются следующим образом:

Конденсаторы:
C1 — 4.7 мкФ x 450 В;
C2 — 4.7 нФ x 30 В;
C3, C4 — 0.1 мкФ x 10 В;
C5, C6 — 0.33...0.47 мкФ x 10 В;
C7, C8 — 22...220 нФ x 250 В.

Резисторы:
R1 — 10 Ом x 0.25 Вт;
R2 — 1 МОм x 0.125 Вт;
R3 — 0.47 МОм x 0.125 Вт;
R4, R5 — 10...20 Ом x 0.125 Вт;
R6, R7 — 27...47 Ом x 0.25 Вт.

Трансформатор изготавливается на ферритовом (броневом или Ш-образном) сердечнике, параметры сердечника, первичной обмотки L2 и вторичной L4 зависят от мощности, коэффициента трансформации, требований по ограничению электромагнитных помех и т.д. На вторичных обмотках управления L1 и L3 необходимо создать напряжение 4...5 В. Более подробный расчет приведен в описании электрической схемы.

ОПИСАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СХЕМЫ

В описании обозначения внутренних элементов микросхемы подчеркнуты, обозначения элементов схемы применения приведены обычным шрифтом.

Электрическая схема состоит из двух одинаковых блоков выходных каскадов (верхнего и нижнего) и схемы запуска.

Рис. 2. Зависимость тока управления выходами I_S от напряжения на входах управления V_S

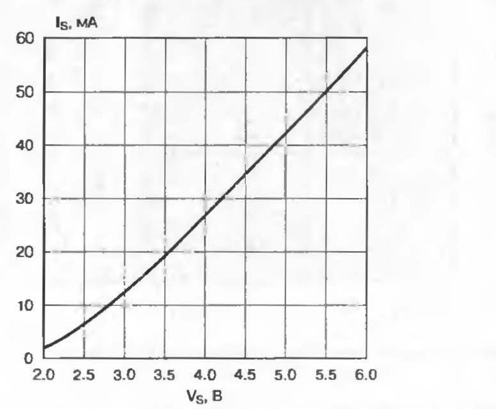
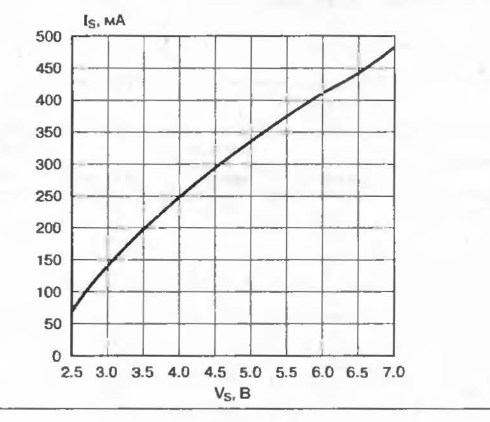


Рис. 3. Зависимость минимвльного выходного тока выходов $I_{O\ MIN}$ от напряжения на входах управления V_S



Работу выходного каскада рассмотрим на примере нижнего.

Он состоит из выходного транзистора Q15 и обратного диода D16. Транзистор Q15 открывается током генератора тока, состоящего из резистора R10 и токового зеркала на транзисторах Q9, Q11, Q13 с коэффициентом 1:25. Ток управления со входа SL пропорционален напряжению на входе SLC. Типовая зависимость приведена на **Рис. 2**. Для закрывания транзистора Q15 в момент переключения каскадов служит диод D4. Для удержания в закрытом состоянии транзистора Q15 (в частности, при подаче питающего напряжения до возникновения автогенерации) служит резистор R11 (пассивное запирание) и схема, состоящая из резистора R6, диодов D9...D12 и транзисторов Q5, Q7 с резистором R7. Диоды D9...D12 и транзистор Q5 образуют компаратор напряжения на 2.2 В. Если напряжение на входе SL ниже указанного, то открыт транзистор Q7, который активно закрывает выходной транзистор Q15. Эта же схема совместно с RC-цепочкой (в **схеме применения** — резистор R5 и конденсатор C4) позволяет осуществить задержку включения выходного каскада для избежания сквозных токов.

Через диоды D4 и D14 разряжается внешняя времязадающая емкость (в **схеме применения** — конденсатор C6).

Выходной каскад работает следующим образом (см. **схему применения**). Когда напряжение на обмотке L3 отрицательно и составляет, например, 4 В, емкость C6 заряжается до $V = -4\text{ В} + 2V_D = -2.6$ В. После переключения каскадов напряжение на обмотке L3 становится положительным и составляет +4 В. Напряжение на входе SL при этом составит 6.6 В. Емкость C6 будет перезаряжаться током управления I_S (см. **Рис. 2**) и током через резистор R7 (резистор стабилизирует длительность импульса соответствующего каскада). При разряде емкости на 4.4 В, то есть когда на входе SL напряжение снизится до 2.2 В, нижний выходной каскад выключится. Время перезаряда емкости C6 является полупериодом частоты переключения выходов.

Стартовая цепочка состоит из тиристора на транзисторах Q1, Q2 и резисторов R1, R2 и стабилитрона D1. К выводу ST (см. **схему применения**) подключается RC-цепочка (резисторы R2, R3, конденсатор C2). После заряда емкости C2 до значения (21 В + V_{BE}), тиристор включается и разрядным импульсом тока с емкости C2 включает транзистор Q15, начиная тем самым автоколебательный процесс.

Разделение стартового резистора на два и подключение их общей точки к выходу ИС позволяет стабилизировать стартовый процесс при любой скорости нарастания питающего напряжения.

Цепочка Q3, R3, D2 служит для поддержания стартовой емкости C2 в разряженном состоянии, когда автоколебания уже начались.

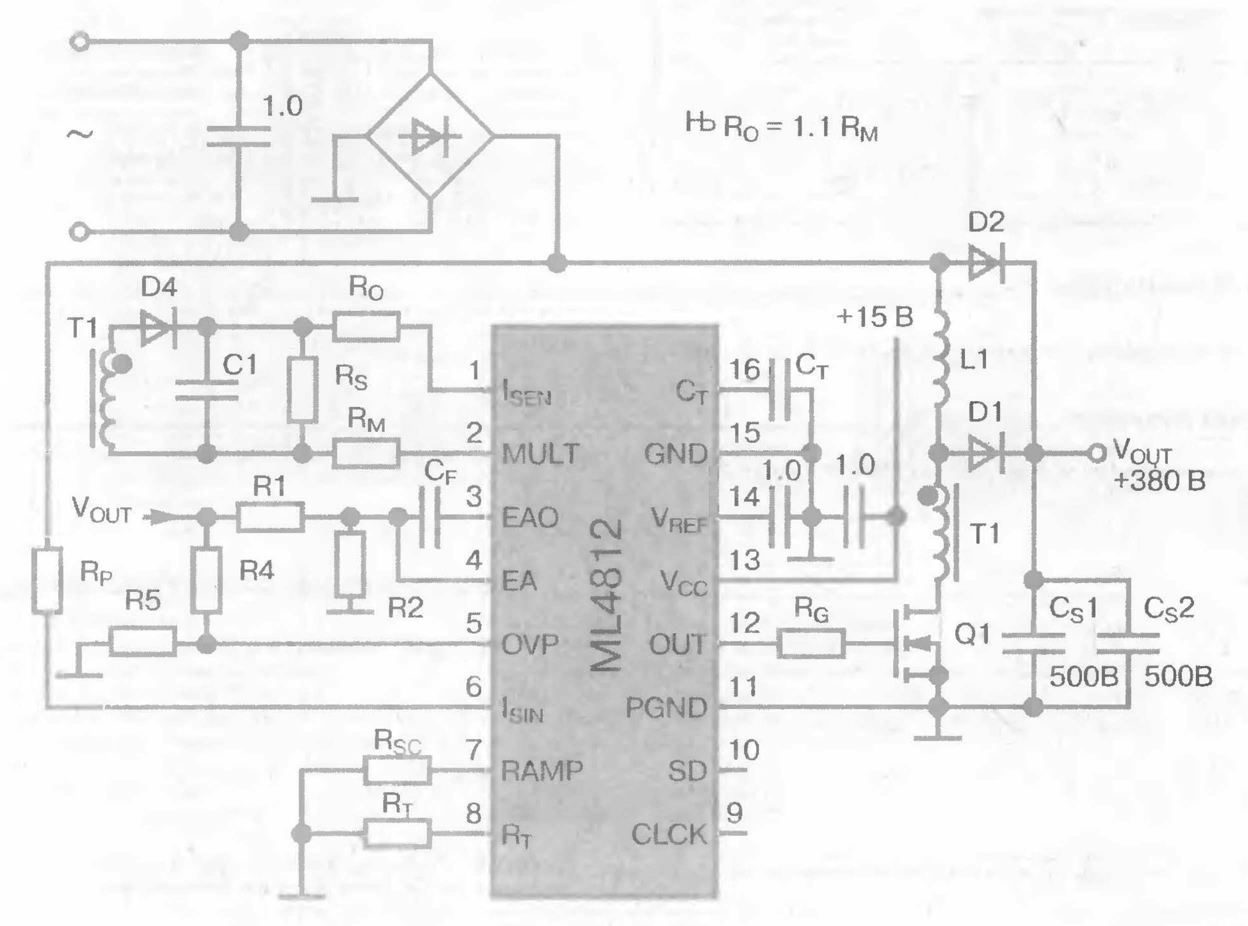
Величина напряжения на вторичных обмотках управления, подключаемых ко входам SHC и SLC, выбирается из **Рис. 3**, в зависимости от необходимого выходного тока.

КОРРЕКТОРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

В данном разделе представлены микросхемы, предназначенные для коррекции коэффициента мощности, причем микросхема 1033ЕУ4 (ML4812) представляет собой специализированный ККМ, тогда как комбинированная ИС 1033ЕУ6 (ML4819) включает схему коррекции коэффициента мощности в качестве составного блока.

ОТЕЧЕСТВЕННАЯ МИКРОСХЕМА		Стр.
1033ЕУ4/8	Корректор коэффициента мощности	202
1033ЕУ6	Комбинированный ШИМ-контроллер	208

ЗАРУБЕЖНЫЙ АНАЛОГ		Стр.
ML4812	Корректор коэффициента мощности	203
ML4819	Комбинированный корректор коэффициента мощности	209

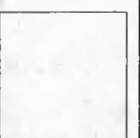


5

КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ 1033ЕУ4/8

Аналог
ML4812

Товарные знаки фирм изготовителей



ОСОБЕННОСТИ

- **Повышенная помехоустойчивость**
- **Опорное напряжение .... 5 В ±5%**
- **Выходной ток .... до 1 А (р-р)**
- **Ток потребления .... 25 мА (mвх)**
- **Напряжение питания .... 15...24 В**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1033ЕУ4 представляет из себя корректор коэффициента мощности и предназначена для применения в однофазных устройствах силовой электроники мощностью до 4 кВт (вторичные источники питания, преобразователи для электропривода и т.п.) для улучшения их эксплуатационных характеристик. Микросхема упакована в пластмассовый корпус типа 283.16-1.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	ТУ	Производитель	
КР1033ЕУ4	АДБК 431.420.302ТУ		Электронприбор
КР1033ЕУ8	—		Электроника

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа 238.16-1
(вид сверху)

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вход ШИМ-компаратора	I_{SEN}	1	16	C_T	Конденсатор генератора
Выход умножителя токов	MULT	2	15	GND	Общий вывод для входа
Выход усилителя ошибки	EAO	3	14	V_{REF}	Опорное напряжение +5 В
Инверт. вход УС ошибки	$\overline{IN}$	4	13	V_{CC}	«+» напряжения питания
Защита от перенапряжения	OVP	5	12	OUT	Выход
Вход умножителя токов	I_{SIN}	6	11	PGND	Возврат по току для выхода
Пилообразное напряжение	RAMP	7	10	$\overline{SD}$	Блокировка выхода
Резистор генератора	R_T	8	9	CLCK	Тактовая частота

1033ЕУ4/8

S4501C01

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы ML4812, См. стр. 203.

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеет отличий от схемы включения ML4812, См. стр. 207.

Micro Linear ML4812

КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

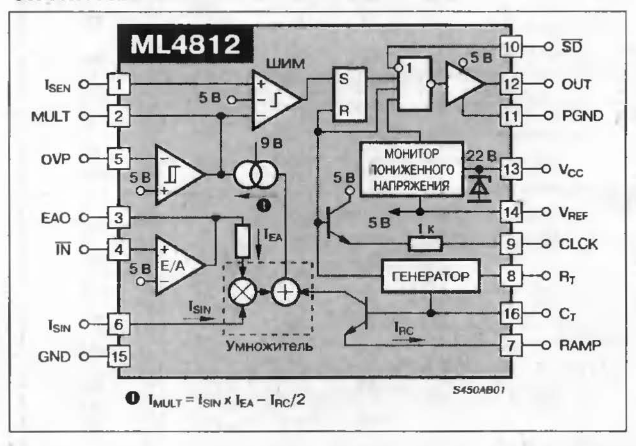
ОСОБЕННОСТИ

- **Умножитель с токовым входом уменьшвет влияние разброса внешних компонентов и улучшает помехоустойчнвость**
- **Прогрвммируемая схема коррекции нарвстания тока**
- **Компаратор повышенного напряжения устраняет опвсность рвзрушения выхода из-за отключения нвгрузки**
- **Широкий диапазон синфазного сигнвла токосчитывающего компвратора повышвет помехоустойчивость**
- **Большвя амплитуда колебвний генератора для увеличения помехоустойчивости**
- **Прецизионный буферизованный источник опорного напряжения . . . . 5 В ±0.5%**
- **Ток кавзикомплементврного выходного каскада . . . . >1 А (р-р)**

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	T_A [°C]	Корпус
ML4812CP	0...70	DIP-16
ML4812CQ	0...70	PLCC-20
ML4812IP	–40...85	DIP-16
ML4812IQ	–40...85	PLCC-20
ML4812MJ	–55...+125	CERDIP-16

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



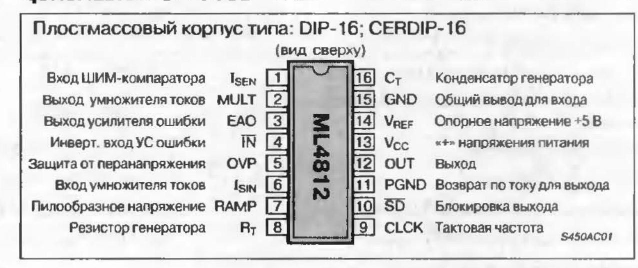
❶ $I_{MULT} = I_{SIN} \times I_{EA} - I_{RC}/2$

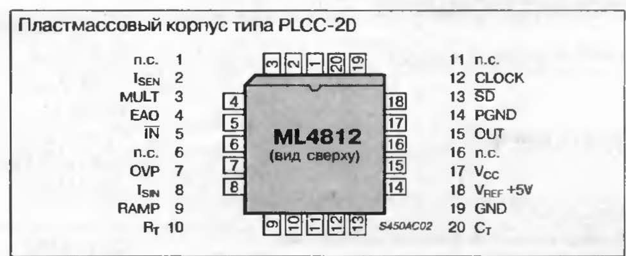
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Прибор ML4812 разработан для применения в схемах коррекции коэффициента мощности повышающего типа. При конструировании ML4812 были приняты специальные меры, чтобы увеличить устойчивость системы к помехам. Схема включает в себя: источник опорного напряжения, умножитель, усилитель ошибки, схему защиты от повышения напряжения, схему компенсации нарастания тока, а также мощный токовый выход. Кроме того, запуск упрощен благодаря схеме монитора пониженного напряжения с 6 В гистерезисом.

В типовом применении микросхема ML4812 функционирует с обратной связью по току. Ток, который необходим для прерывания рабочего цикла, является производной синусоидального напряжения сети, умноженной на выходной ток усилителя ошибки, который регулирует выходное напряжение постоянного тока. Компенсация нарастания тока программируется внешним резистором, чтобы обеспечивать устойчивую работу, когда длительность рабочего цикла превышает 50%.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ





МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Ток потребления (I_{CC}) . . . . 30 мА
Выходной ток, вытекающий или втекающий (Вывод 12) . . . . . 1.0 А
Энергия выхода (емкостная нагрузка) . . . . 5 мкДж
Входной ток умножителя (Вывод 6) . . . . 1.2 мА
Втекающий ток усилителя ошибки (Вывод 3) . . . . 10 мА
Ток заряда частотозадающей емкости генератора . . . . 2 мА
Напряжение на аналоговых входах (выводы 1, 4, 5) . . –0.3...5.5 В
Температура кристалла . . . . 150°С
Диапазон температур хранения . . . . –65...150°С

Температура вывода (пайка 10 с) . . . . 260°С
Тепловое сопротивление (Θ_{JA}):
пластмассовый кристаллодержатель (Q-суффикс) . . . . 60°С/Вт
пластмассовый DIP-корпус (P-суффикс) . . . . 65°С/Вт
керамический DIP-корпус (J-суффикс) . . . . 65°С/Вт
Температурный диапазон:
для ML4812С . . . . 0...70°С
для ML4812I . . . . –40...85°С
для ML4812M . . . . –55...125°С

Примечание:
Приводятся значения параметров и режимов, при превышении которых устройство может быть повреждено, поэтому зти значения приводятся только для оценки, и не подразумевается работа устройства при зтих пареметрах.

5

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При R_T = 14 кОм, C_T = 1000 пФ, во всем температурном диапазоне T_A, V_{CC} = 15 В, если не указано иначе (Прим. 2)

Параметр	Условия	Значения: не менее	типовое	не более	Единица измерения
ГЕНЕРАТОР					
Начальная точность	T_J = 25°C	90	97	104	кГц
Стабильность напряжения	12 ≤ V_{CC} ≤ 25 В	—	0.2	1	%
Температурная стабильность		—	2	—	%
Общие изменения	Вх. напр, Темп.	88	—	106	кГц
Размах пилообразного напряжения		—	3.3	—	В
Напряжение на частотозадающем резисторе		4.8	5.0	5.2	В
Ток разряда (вывод 8 — свободный)	T_J = 25°C, $V_{PIN\,16}$ = 2 В	7.8	8.4	9.0	мА
	$V_{PIN\,16}$ = 2 В	7.5	8.4	9.3	мА
Напряжение на тактовом выходе: ВЫСОКОГО уровня	R_L = 16 кОм	—	0.2	0.5	В
Напряжение на тактовом выходе: НИЗКОГО уровня	R_L = 16 кОм	3.0	3.5	—	В
СХЕМА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ					
Выходное напряжение	T_J = 25°C, I_O = 1 мА	4.95	5.00	5.05	В
Нестабильность по напряжению	12 ≤ V_{CC} ≤ 25 В	—	2	20	мВ
Нестабильность по току	1 ≤ I_O ≤ 20 мА	—	2	20	мВ
Температурная стабильность		—	0.4	—	мВ/°С
Общие изменения	Вх. напр., Нагр., Темп.	4.9	—	5.1	В
Выходное напряжение шума	f = 0.01...10 кГц	—	50	—	мкВ
Долгоеременная температурная стабильность	T_J = 125°C, 1000 ч, (Прим. 1)	—	5	25	мА
Ток короткого замыкания	V_{REF} = 0 В	-30	-85	-180	мА
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ (Е/А)					
Входное напряжение смещения		—	—	±15	мВ
Входной ток смещения		—	-0.1	-1.0	мкА
Усиление с разомкнутой петлей обратной связи	1 ≤ $V_{PIN\,3}$ ≤ 5 В	60	75	—	дБ
Коэффициент подавления нестабильности источника питания	12 ≤ V_{CC} ≤ 25 В	60	75	—	дБ
Выходной втекающий ток	$V_{PIN\,3}$ = 1.1 В, $V_{PIN\,4}$ = 6.2 В	2	12	—	мА
Выходной вытекающий ток	$V_{PIN\,3}$ = 5.0 В, $V_{PIN\,4}$ = 4.8 В	-0.5	-1.0	—	мА
Выходное напряжение ВЫСОКОГО уровня	$I_{PIN\,3}$ = −0.5 мА, V_{PIN4} = 4.8 В	5.3	5.5	—	В
Выходное напряжение НИЗКОГО уровня	$I_{PIN\,3}$ = 2 мА, V_{PIN4} = 5.2 В	—	0.5	1.0	В
Ширина полосы единичного усиления		—	1.0	—	МГц
УМНОЖИТЕЛЬ					
Входное напряжение (вывод I_{SIN})	I_{SIN} = 500 мкА	4	7	9	В
Выходной ток (вывод 2)	I_{SIN} = 500 мкА, $V_{PIN\,3}$ = 5.5 В	460	480	500	мкА
	I_{SIN} = 500 мкА, $V_{PIN\,3}$ = 1 В	—	3	10	мкА
	I_{SIN} = 500 мкА, $V_{PIN\,3}$ = 5.5 В	900	950	1000	мкА
	I_{SIN} = 1 мА, $V_{PIN\,3}$ = 5.5 В, $I_{PIN\,7}$ = 50 мкА	—	455	—	мкА
Диапазон частот		—	200	—	кГц
Коэффициент подавления нестебильности источника питания	12 ≤ V_{CC} ≤ 25 В	—	70	—	дБ
КОМПАРАТОР ПОВЫШЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ					
Входное напряжение смещения	Выход выключен	—	—	±15	мВ
Напряжение гистерезиса	Выход включен	95	105	115	мВ
Входной ток смещения		—	-0.3	-3	мкА
Задержка распространения		—	150	—	нс
ШИМ-КОМПАРАТОР					
Диапазон входных синфазных сигналое		-0.2	—	5.5	В
Входной ток смещения		—	-2	-10	мкА
Задержка распространения		—	150	—	нс
Напряжение начала ограничения тока	$V_{PIN\,2}$ = 5.5 В	4.8	5	5.2	В

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ (Продолжение)

Параметр		Условия	Значения			Единица измерения
			не менее	типовое	не более	
ВЫХОДНАЯ СХЕМА						
Выходное напряжение НИЗКОГО уровня		I_{OUT} = –20 мА	—	0.1	0.4	В
		I_{OUT} = –200 мА	—	1.6	2.2	В
Выходное напряжение ВЫСОКОГО уровня		I_{OUT} = 20 мА	13	13.5	—	В
		I_{OUT} = 200 мА	12	13.4	—	В
Выходное напряжение НИЗКОГО уровня при обнаружении пониженного напряжения		I_{OUT} = –10 мА, V_{CC} = 8 В	—	0.1	0.8	В
Время нарастания/спада		C_L = 1000 пФ	—	50	—	нс
Напряжение на входб блокировки	ВЫСОКИЙ уровень		2.0	—	—	В
	НИЗКИЙ уровень		—	—	0.8	
Ток на входе блокировки	НИЗКИЙ уровень	$V_{PIN\ 10}$ = 0 В	—	—	–1.5	мА
	ВЫСОКИЙ уровень	$V_{PIN\ 10}$ = 5 В	—	—	10	мкА
МОНИТОР ПОНИЖЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ						
Пороговое напряжение включения			15	16	17	В
Пороговое напряженив выключения			9	10	11	В
Порог переключения опорного напряжения			—	4.4	—	В
ДЛЯ ВСЕГО ИЗДЕЛИЯ						
Ток потребления	Стартовый	V_{CC} = 14 В	—	0.6	1.2	мА
	Рабочий	T_J = 25°С	—	15	25	мА
Напряжение стабилизации внутреннего стабилитрона		I_{CC} = 30 мА	28	32	36	В

Примечания
1. Этот параметр не 100% проверяется при производстве, но гарантируется конструкцией.
2. Напряжение питания V_{CC} сначала поднимается выше порогового напряжения включения для активизации микросхемы, а потом понижается до 15 В.

ОПИСАНИЕ ВЫВОДОВ

Номер вывода	Символ	Функция
1	I_{SEN}	Вход ШИМ-компаратора (+).
2	MULT	Выход умножителя токов, внутренне соединяется с ШИМ-компаратором (–). Резистор, соединяющий этот вывод с землей, преобразует ток в напряжение. Этот вывод запирается при напряжении 5 В.
3	EAO	Выход усилителя ошибки.
4	$\overline{IN}$	Инвертирующий вход усилителя ошибки.
5	OVP	Вход компаратора повышенного напряжения.
6	I_{SIN}	Токовый вход умножителя.
7	RAMP	Буферизованный выход генератора пилообразного напряжения (C_T). Резистор, соединяющий этот вывод с землвй, устанавливает вепичину тока, который внутренне вычитается из произведения токов в умножителе.
8	R_T	Вывод для подключения частотозадающего резистора генератора. Ток, протекающий через этот резистор, устанавливает ток заряда C_T.
9	CLCK	Цифровой тактовый выход.
10	$\overline{SD}$	НИЗКИЙ уровень (ТТЛ) на этом выводе выключавт выход микросхемы.
11	PGND	Цепь возврата большого тока выходного формирователя ШИМ.
12	OUT	Выход квазикомплвментарного формирователя ШИМ.
13	V_{CC}	Положительное напряжение питания микросхемы.
14	V_{REF}	Буферизованный выход опорного напряжения 5 В.
15	GND	Аналоговая земля.
16	C_T	Вывод для подключения частотозадающего конденсатора генератора.

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

УМНОЖИТЕЛЬ

Умножитель микросхемы ML4B19 — это линейный умножитель входных токов, обеспечивающий высокую устойчивость к помехам, вызываемых переключением в микросхеме большой мощности. Выпрямленное синусоидальное напряжение сети преобразуется в ток с помощью гасящего резистора. Таким образом, небольшое шумовое напряжение вблизи потенциала земли производит незначительное алияние на опорное напряжение, подводимое к ШИМ-компаратору.

На выходе умножителя появляется ток, пропорциональный:

$$I_{OUT} \sim I_{SINE} \times I_{EA},$$

где I_{SINE} — ток через гасящий резистор, и I_{EA} — фактор, который изменяется от 0 до 1 пропорционально выходному напряжению усилителя ошибки. Когда выход усилителя ошибки доходит до напряжения насыщения, выходной ток умножителя приблизительно равен входному току I_{SINE}.

Выходной ток умножителя преобразуется в опорное напряжение для ШИМ-компаратора на резисторе, соединяющем землю и выход умножителя (вывод 2).

ГЕНЕРАТОР

Генератор микросхемы ML4812 заряжает внешний конденсатор (C_T) током (I_{SET}), равным $5/R_T$. Когда напряжение на конденсаторе достигает верхнего порогового напряжения, состояние компаратора изменяется, и конденсатор разряжается до более низкого порогового напряжения через транзистор Q1. В то время как конденсатор разряжается, транзистор Q2 обеспечивает на выходе схемы ВЫСОКИЙ уровень напряжения.

Период колебаний генератора может быть описан следующими соотношениями:

$$T_{OSC} = T_{RAMP} + T_{DEADTIME},$$

где:

$$T_{RAMP} = C_T \times \frac{V_{RAMP}(p\text{-}p)}{I_{SET}}$$

и:

$$T_{DEADTIME} = C_T \times \frac{V_{RAMP}(p\text{-}p)}{8.4\,[\text{мА}] - I_{SET}}.$$

Рис. 1. Блок-схема генератора

КОРРЕКЦИЯ НАРАСТАНИЯ ТОКА

Коррекция нарастания тока выполняется с помощью уменьшения вдвое тока, текущего через вывод 7 и буферный транзистор, управляемый напряжением на конденсаторе C_T, которое, в свою очередь, определяется внешним резистором. (См. **Рис. 2**).

СОВЕТЫ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

КОМПОНЕНТЫ СХЕМЫ ЗАЩИТЫ ОТ ПОВЫШЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Петля обратной связи для защиты от повышения напряжения должна быть установлена так, чтобы не имелось никакого взаимодействия с петлей регулирования напряжения. Обычно это напряжение должно быть установлено на уровне, ниже которого мощные компоненты могли бы безопасно работать. Напряжение на 10...15 В выше V_{OUT}, кажется, является достаточным. Это устанавливает максимальное выходное переходное напряжение на уровне приблизительно 395 В.

Выбираем резистор для схемы защиты от повышения напряжения R4 = 360 Ом, тогда резистор R5 может быть рассчитан как:

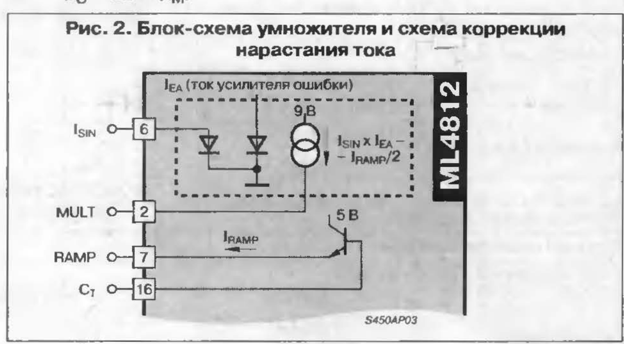
$$R5 = \frac{V_{REF} \times R4}{V_{OVP} - V_{REF}} = \frac{5\text{ В} \times 360\text{ кОм}}{395\text{ В} - 5\text{ В}} = 4.615\text{ кОм}.$$

Заметьте, что резисторы R1, R2, R4 и R5 должны быть с допуском 1% или лучше.

Компаратор повышения напряжения выключает выход микросхемы ML4812, запирая ток умножителя. Так как ШИМ-компаратор имеет некоторый ток смещения, используется последовательный резистор R_O (см. **Рис. 4**), чтобы компенсировать этот ток и гарантировать, что выход будет полностью выключен. Типовое значение этого резистора должно быть:

$$R_O = 1.1 \times R_M.$$

Рис. 2. Блок-схема умножителя и схема коррекции нарастания тока



Микросхема ML4812 имеет вывод блокировки, который может быть использован для выключения микросхемы, но при использовании этого вывода должны быть приняты меры предосторожности. Так, если корректор коэффициента мощности включает другую микросхему управления импульсным источником питания с собственным процессом запуска, после включения могут возникнуть проблемы последовательности включения. В таком случае должна использоваться специальная схема, чтобы организовать запуск. Один из способов выполнить это — использовать опорное напряжение ML4812 для запрета работы другой схемы или выключения ее питания.

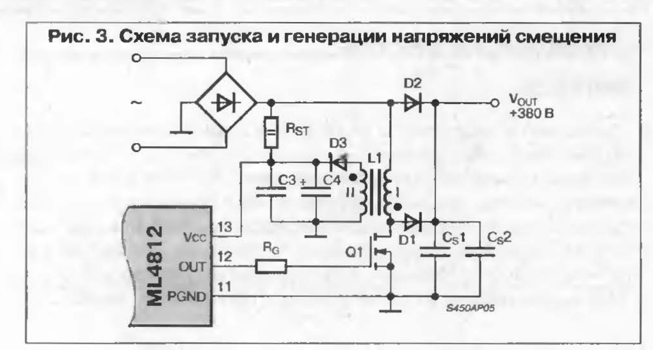
ЗАПУСК И ГЕНЕРАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЯ СМЕЩЕНИЯ

Микросхема ML4812 может использовать в качестве схемы запуска так называемый "кровоточащий резистор" R_{ST}, подключенный к высоковольтной шине. Микросхема запускается после того, как напряжение на выводе 13 (V_{CC}) превысит 16 В. Энергия, запасенная в C4 (150 мкФ), питает микросхему до тех пор, пока дополнительная обмотка на L1 не сможет обеспечить мощность, необходимую для работы.

Величины запускающего резистора и емкости C4 возможно оптимизировать в зависимости от конкретного применения. Форма напряжения во вторичной обмотке L1 — это инвертированная разорванная синусоида, которая достигает пикового значения, когда напряжение сети минимально.

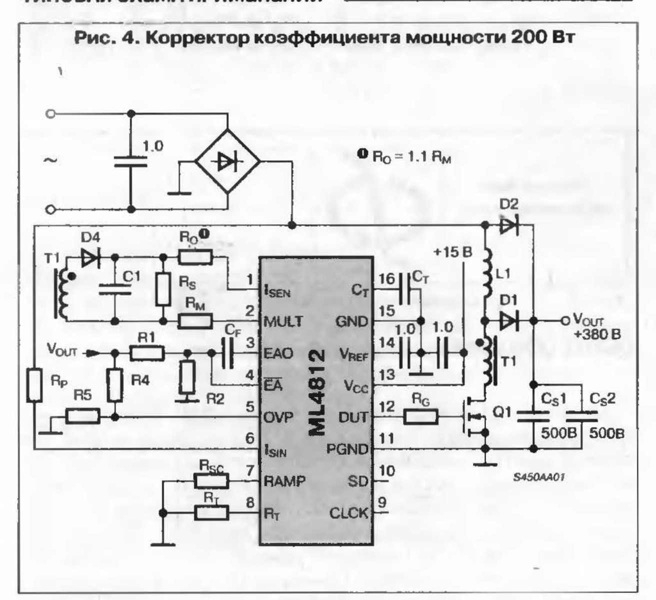
В этом примере: C3 = 1 мкФ, C4 = 150 мкФ, D3 = 1N4148, R_{ST} = 39 кОм, 2 Вт.

Рис. 3. Схема запуска и генерации напряжений смещения



ТИПОВАЯ СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

Рис. 4. Корректор коэффициента мощности 200 Вт



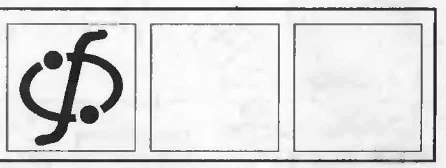
СПЕЦИФИКАЦИЯ КОМПОНЕНТОВ ДЛЯ СХЕМЫ НА РИС. 4

Компонент	Описание
L1 (2 мГн)	SPANG 580760A2; 180 витков #24 AWG или Micrometals T184-40; 120 витков #24 AWG
T1	SPANG F41206-TC; 80 витков #36 AWG
R_S	100
R_M	28.8 кОм
R_O	33 кОм
R1	360 кОм
R2	4.8 кОм
R_P	750 кОм
R4	360 кОм
R5	4.6 кОм
R_{SC}	33 кОм
C_T	1000 пФ
R_T	14 кОм
R_G	10
C_{S1}	1.5 мкФ
C_{S2}	340 мкФ, 500 В
D1	FRP850 или MUR850
D2	1N5604
Q1	IRF840 или эквивалент
C_F	0.44 мкФ
D4	1N4148
C1	1000 пФ, керамический

КОМБИНИРОВАННЫЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР 1033ЕУ6

Аналог
ML4819

Товарные знаки фирм изготовителей



ОСОБЕННОСТИ

- **Встровнный корректор коэффициента мощности**
- **Встроенный ШИМ-контроллер**
- **Максимальная выходная мощность ИВП .... 400 Вт**
- **Частота переключения .... 90...104 кГц**
- **Ток потребления .... 35 мА**
- **Напряжение питания .... 12...25 В**

ТИПОНОМИНАЛЫ

КР1033ЕУ6

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1033ЕУ6 объединяет в себе схему корректора коэффициента мощности повышающего типа и схему управления однотактным прямоходовым источником питания понижающего типа. Микросхема предназначена для построения источников вторичного питания мощностью 100...400 Вт. Объединение в одном корпусе ШИМ-контроллера и корректора коэффициента мощности позволяет существенно уменьшить габариты и стоимость ИВП при выполнении всех требований стандарта МЭК по коэффициентам мощности и нелинейных искажений.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа 2140.20-1

(вид сверху)

1033ЕУ6

Вход ШИМ-компаратора	$I_{SEN\,A}$	1	20	C_T	Конденсатор генератора
Защита от перенапряжения	OVP	2	19	GND	Аналоговая земля
Выход умножителя токов	MULT	3	18	V_{REF}	Выход опорного напряжения
Выход усилителя ошибки	EAO	4	17	$PGND_A$	Возврат по току для выхода А
Инверт. вход ус-ля ошибки	$\overline{IN}$	5	16	OUT_A	Выход А
Вход умножителя токов	I_{SIN}	6	15	V_{CC}	«+» напряжение питания
Регулировка рабочего цикла	DC	7	14	OUT_B	Выход В
Вход ОС по напряжению	PWM	8	13	$PGND_B$	Возврат по току для выхода В
Следящий вход	$I_{SEN\,B}$	9	12	RAMP	Выход напряжения пилы
Резистор генератора	R_T	10	11	I_{LIM}	Поцикловое ограничение тока

S4511C01

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы ML4819, См. стр. 209.

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеет отличий от схемы включения ML4819, См. стр. 217.

Micro Linear

ML4819

КОМБИНИРОВАННЫЙ КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

ОСОБЕННОСТИ

- Два встроенных квазикомплементарных выходных формирователя тока . . . . 1 А (р-р)
- Прецизионный буферизованный источник опорного напряжения . . . . . . 5 В ±1%
- Большая амплитуда колебаний генератора для увеличения помехоустойчивости
- Точное огреничение длительности рабочего цикла для ШИМ-схемы
- Умножитель с токовым входом уменьшает влияние разброса внешних компонентов и улучшает помехоустойчивость
- Программируемая схема коррекции нарастания тока
- Компаратор повышенного напряжения устраняет опасность резрушения выхода из-за отключения нагрузки
- Широкий диапазон синфазного сигнала токосчитывающего компаратора повышает помехоустойчивость
- Встроенный монитор пониженного напряжения с гистарезисом (6 В)

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинап	T_A [°C]	Корпус
ML4819CP	0...70°C	DIP-20
ML4819CS	0...70°C	SOIC-20

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение питания (V_{CC}) . . . . 35 В
Выходной ток, вытекающий или втекающий (Выводы 14, 16) . . . 1.0 А
Энергия выхода (емкостная нагрузка) . . . . 5 мкДж
Входной ток умножителя (вывод 6) . . . . 1.2 мА
Втекающий ток усилителя ошибки (вывод 4) . . . . 1D мА
Ток заряда частотозадающей емкости генератора . . . . 2 мА
Напряжение на выводах 1, 2, 5, 9 . . . . -D.3...5.5 В
Температура кристалла . . . . 150°C
Диапазон температур хранения . . . . -65...150°C
Температура вывода (пайка 10 с) . . . . 260°C
Тепловое сопротивление (Q_{JA})
(корпус типа: пластмассовый DIP или SOIC) . . . . 65°C/Вт

Примечание:
Приводятся значения параметров и режимов, при превышении которых устройство может быть повреждено, поэтому эти значения приводятся только для оценки, и не подразумевается работа устройства при этих параметрах.

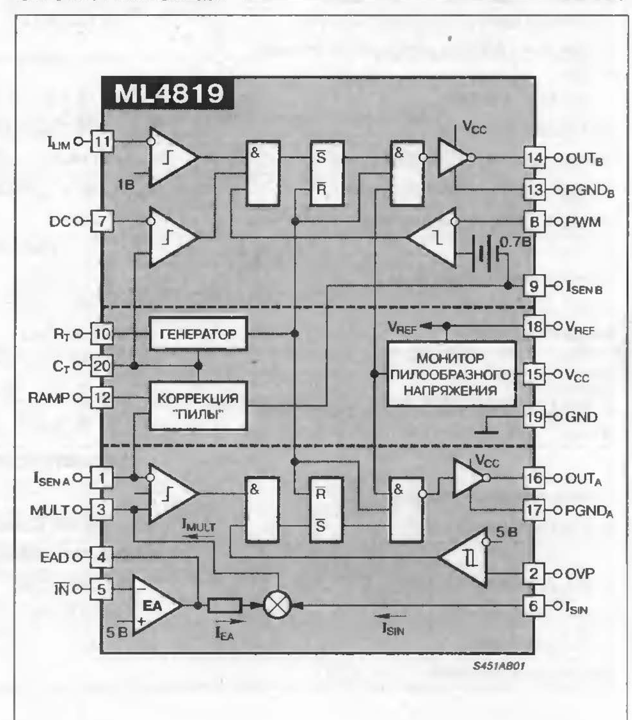
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема ML4819 содержит две основные функциональные части: полный повышающий Контроллер Коэффициента Мощности (ККМ-схема) и схему управления источником питания (ШИМ-схема). ККМ-схема подобна прибору ML4812, в то время как ШИМ-схема может использоваться для создания двухкаскадного конвертера с обратной связью по току или напряжению. Синхронизация обеих схем обеспечивается автоматически, так как ШИМ и ККМ-схема используют один и тот же генератор. Выходы микросхемы обеспечивают высокую скорость нарастания и большой выходной ток (> 1 А (р-р)), необходимый для того, чтобы быстро заряжать и разряжать емкость затвора полевого транзистора. При конструировании прибора ML4819 были приняты специальные меры, чтобы увеличить помехоустойчивость.

ККМ-схема имеет вход считывания пикового тока, снимаемого с трансформатора тока или с вывода для измерения тока специального полевого транзистора (так называемый SENSE FET), чтобы уменьшить рассеивание мощности, обусловленной током переключения, давая возможность системе с помощью чувствительного метода управления улучшить полную эффективность по среднему току.

ШИМ-схема имеет блоки для ограничения тока рабочего цикла, точного ограничения длительности рабочего цикла для однотактных конвертеров и схему коррекции нарастания тока.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



5

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При R_T = 14 кОм, C_T = 1000 пФ, T_A во всем температурном диапазоне, V_{CC} = 15 В, если не указано иначе (Прим. 2)

Параметр	Условия	Значения			Единица измерения
		не менее	типовое	не более	
ГЕНЕРАТОР					
Начальная точность	T_J = 25°C	90	97	104	кГц
Стабильность напряжения	12 ≤ V_{CC} ≤ 25 В	—	0.2	—	%
Температурная стабильность		—	2	—	%
Общие изменения	Вх. напр., Темп.	88	—	106	кГц
Нижнее значение пилообразного напряжения		—	0.9	—	В
Верхнее значение пилообразного напряжения		—	4.3	—	В
Напряжение на частотозадающем резисторе		4.8	5.0	5.2	В
Ток разряда (вывод [8] — свободный)	T_J = 25°C, $V_{PIN\,16}$ = 2 В	7.5	8.4	9.3	мА
	$V_{PIN\,16}$ = 2 В	7.2	8.4	9.5	мА
КОМПАРАТОР ОГРАНИЧЕНИЯ РАБОЧЕГО ЦИКЛА					
Входное напряжение смещения		−15	—	15	мВ
Входной ток смещения		−10	−2	—	мкА
Рабочий цикл	V_{PIN7} = V_{REF}/2	43	45	49	%
СХЕМА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ					
Выходное напряжение	T_J = 25°C, I_O = 1 мА	4.95	5.00	5.05	В
Нестабильность по напряжению	12 ≤ V_{CC} ≤ 25 В	—	2	20	мВ
Нестабильность по току	1 ≤ I_O ≤ 20 мА	—	8	25	мВ
Температурная стабильность		—	0.4	—	%
Общие изменения	Вх. напр., Нагр., Темп.	4.9	—	5.1	В
Выходное напряжение шума	f = 0.01...10 кГц	—	50	—	мкВ
Долговременная стабильность	T_J = 125°C, 1000 ч, (Прим. 1)	—	5	25	мВ
Ток короткого замыкания	V_{REF} = 0 В	−30	−85	−180	мА
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ					
Входное напряжение смещения		−15	—	+15	мВ
Входной ток смещения		—	−0.1	−1.0	мкА
Усиление с разомкнутой петлей обратной связи	1 ≤ $V_{PIN\,4}$ ≤ 5 В	60	75	—	дБ
Коэффициент подавления нестабильности источнка питания	12 ≤ V_{CC} ≤ 25 В	60	90	—	дБ
Выходной втекающий ток	$V_{PIN\,4}$ = 1.1 В, $V_{PIN\,5}$ = 5.2 В	2	12	—	мА
Выходной вытекающий ток	$V_{PIN\,4}$ = 5.0 В, $V_{PIN\,5}$ = 4.8 В	−0.5	−1.0	—	мА
Выходное напряжение ВЫСОКОГО уровня	$I_{PIN\,4}$ = −0.5 мА, $V_{PIN\,5}$ = 4.8 В	6.5	7.0	—	В
Выходное напряжение НИЗКОГО уровня	$I_{PIN\,4}$ = 2 мА, $V_{PIN\,5}$ = 5.2 В	—	0.7	1.0	В
Ширина полосы единичного усиления		—	1.0	—	МГц
УМНОЖИТЕЛЬ					
Входное напряжение (вывод I_{SIN})	I_{SIN} = 500 мкА	0.4	0.7	0.9	В
Выходной ток (вывод [2])	I_{SIN} = 500 мкА, $V_{PIN\,3}$ = 5.5 В	460	95	505	мкА
	I_{SIN} = 500 мкА, $V_{PIN\,3}$ = 1 В	—	0	10	мкА
	I_{SIN} = 500 мкА, $V_{PIN\,3}$ = 5.5 В	900	990	1005	мкА
Диапазон частот		—	200	—	кГц
Коэффициент подавления нестабильности источника питания	12 ≤ V_{CC} ≤ 25 В	—	70	—	дБ
СХЕМА КОРРЕКЦИИ НАРАСТАНИЯ ТОКА					
Напряжение на выводе RAMP (вывод [12])		—	V_{PIN12} − 1	—	В
Выходной ток (вывод [1] или [9])	I_{PIN12} = 100 мкА, (Прим.3)	45	48	51	мкА
КОМПАРАТОР ПОВЫШЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ					
Входное напряжение смещения	Выход выключен	−15	—	+15	мВ
Напряжение гистерезиса	Выход включен	100	120	140	мВ
Входной ток смещения		—	−0.3	−3	мкА
Задержка распространения		—	150	—	нс

ЭЛЕКТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ (Продолжение)

Параметр	Условия	Значения			Едиинца измерения
		не меиее	типовое	нв более	
ТОКОСЧИТЫВАЮЩИЕ КОМПАРАТОРЫ 1 И 2					
Диапазон входных синфазных сигналов		−0.2	—	5.5	В
Входное напряжение смещения	вывод $I_{SEN\,A}$	−15	—	15	мВ
	вывод $I_{SEN\,B}$	+0.4	0.7	+0.9	В
Входной ток смещения		—	−2	−10	мкА
Задержка распространения		—	150	—	нс
Напряжение начала ограничения тока	$V_{PIN\,2}$ = 5.5 В	4.8	5	5.2	В
Напряжение ограничения начала тока		0.95	1.0	1.05	В
Входной ток смещения		—	−2	−10	мкА
Задержка распространения		—	150	—	нс
Выходное напряжение НИЗКОГО уровня	I_{OUT} = −20 мА	—	0.1	0.4	В
	I_{OUT} = −200 мА	—	1.6	2.2	В
Выходное напряжение ВЫСОКОГО уровня	I_{OUT} = 20 мА	13	13.5	—	В
	I_{OUT} = 200 мА	12	13.4	—	В
Выходное напряжение НИЗКОГО уровня при обнаружении пониженного напряжения	I_{OUT} = −1 мА, V_{CC} = 8 В	—	0.1	0.8	В
Время нарастания/спада	C_L = 1000 пФ	—	50	—	нс
МОНИТОР ПОНИЖЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ					
Пороговое напряжение включения		15	16	17	В
Пороговое напряжение выключения		9	10	11	В
Порог переключения опорного напряжения		—	4.4	—	В
ДЛЯ ВСЕГО ИЗДЕЛИЯ					
Ток потребления	Стартовый, V_{CC} = 14 В	—	0.6	1.2	мА
	Рабочий, T_J = 25°С	—	25	35	мА

Примечания:
1. Этот параметр не 100 % проверяется при производстве, но гарантируется конструкцией.
2. Напряжение питания V_{CC} сначала поднимается выше порогового напряжения включения для активизации микросхемы, а потом понижается до 15 В.
3. Токи смещения токосчитывающих компараторов вычитаются от этого значения.

НАЗНАЧЕНИЕ ВЫВОДОВ

Номер вывода	Сокращеиие	Функция
1	$I_{SEN\,A}$	Вход токосчитывающего компаратора (+). Ограничение тока происходит, когда напряжение на нем достигает 5 В.
2	OVP	Вход компаратора повышенного напряжения.
3	MULT	Выход умножителя токов. Резистор, соединяющий этот вывод с землей, преобразует ток в напряжение.
4	EAO	Выход усилителя ошибки.
5	$\overline{IN}$	Инвертирующий вход усилителя ошибки.
6	I_{SIN}	Токовый вход умножителя.
7	DC	Установкой напряжения на этом выводе определяется длительность рабочего цикла на выходе ШИМ-схемы,.
8	PWM	Вход напряжения обратной связи.
9	$I_{SEN\,B}$	Вход для токосчитывающего резистора в режиме с обратной связью по току или используется для коррекции нарастания тока в режиме с обратной связью по напряжению.
10	R_T	Вывод для подключения частотозадающего резистора генератора. Ток, протекающий через этот резистор, устанавливает ток заряда C_T.
11	I_{LIM}	Ограничение тока рабочего цикла. При превышении порога 1 В на этом выводе, прерывается сигнал на выходе ШИМ-схемы.
12	RAMP	Буферизованный выход генератора пилообразного напряжения (C_T).
13	$PGND_B$	Цепь возврата большого тока выходного формирователя ШИМ-схемы.
14	OUT_B	Выход квазикомплементарного формирователя ШИМ-схемы.
15	V_{CC}	Положительное напряжение питания микросхемы.
16	OUT_A	Выход квазикомплементарного формирователя ККМ-схемы.
17	$PGND_A$	Цепь возврата большого тока выходного формирователя ККМ-схемы.
18	V_{REF}	Буферизованный выход опорного напряжения 5 В.
19	GND	Аналоговвя земля.
20	C_T	Вывод для подключения частотозадающего конденсатора генератора.

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

ГЕНЕРАТОР

Генератор микросхемы ML4819 заряжает внешний конденсатор (C_T) током (I_{SET}), равным 5 [В]/R_T. Когда напряжение на конденсаторе достигает верхнего порогового напряжения состояние компаратора изменяется и конденсатор разряжается до более низкого порогового напряжения через транзистор Q1. В то время как конденсатор разряжается, на выходе схемы обеспечивается ВЫСОКИЙ уровень напряжения.

Период колебаний генератора может быть описан следующими соотношениями:

$$T_{OSC} = T_{RAMP} + T_{DEADTIME},$$

где:

$$T_{RAMP} = \frac{C_T}{I_{SET}}$$

и:

$$T_{DEADTIME} = \frac{C_T}{8.4\,[\text{мА}] - I_{SET}}.$$

Максимальный рабочий цикл ШИМ-схемы может быть ограничен установкой порогового напряжения на выводе [7]. Когда пилообразное напряжение на конденсаторе C_T выше порогового напряжения в выводе [7], на выходе удерживается НИЗКИЙ уровень напряжения и устанавливается ШИМ-триггер:

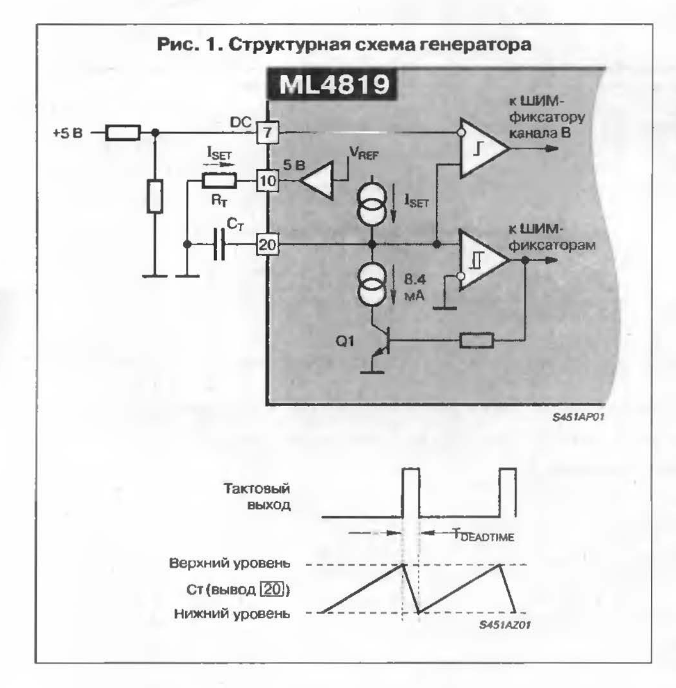
$$D_{LIMIT} = D_{OSC} \times \frac{(V_{PIN7} - 0.9)}{3.4},$$

где:

D_{LIMIT} = Желаемый предел рабочего цикла;

D_{OSC} = Рабочий цикл генератора.

Рис. 1. Структурная схема генератора



УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ

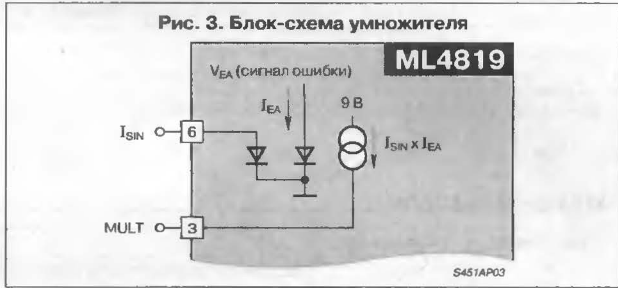
Усилитель ошибки микросхемы ML4819 имеет высокое усиление с разомкнутой петлей обратной связи и широкий диапазон частот.

Рис. 2. Конфигурация усилителя ошибки

УМНОЖИТЕЛЬ

Умножитель микросхемы ML4819 — это линейный умножитель входных токов, обеспечивающий высокую устойчивость к помехам, вызываемым переключением в микросхеме большой мощности. Выпрямленное синусоидальное напряжение сети преобразуется в ток с помощью понижающего резистора. Таким образом, небольшое шумовое напряжение вблизи потенциала земли производит незначительное влияние на опорное напряжение, подводимое к ШИМ-компаратору.

Рис. 3. Блок-схема умножителя



На выходе умножителя появляется ток, пропорциональный:

$$I_{OUT} \sim I_{SINE} \times I_{EA}.$$

Где I_{SINE} — ток в понижающемся резисторе, и I_{EA} — фактор, который изменяется от 0 до 1 пропорционально выходному напряжению усилителя ошибки. Когда выход усилителя ошибки доходит до напряжения насыщения, выходной ток умножителя приблизительно равен входному току I_{SINE}.

Выходной ток умножителя преобразуется в опорное напряжение для ШИМ-компаратора на резисторе, соединяющем землю и выход умножителя (вывод [3]).

КОРРЕКЦИЯ НАРАСТАНИЯ ТОКА

Коррекция нарастания тока выполняется добавлением 1/2 тока, текущего через вывод [12], к выводу [1] (для ККМ-схемы) и выводу [9] (для ШИМ-схемы). Величина коррекции нарастания тока равна $R_L \times I_{PIN\ 12}/2$, где R_L — полное сопротивление от вывода GND до вывода [1] или вывода [9]. Так как большинство ШИМ-применений ограничивается 50% рабочим циклом, коррекция нарастания тока не является необходимой для ШИМ-схемы. Это можно преодолеть, используя низкоимпедансную нагрузку на выводе [9].

МОНИТОР ПОНИЖЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В момент включения микросхема ML4819 находится в состоянии обнаружения пониженного напряжения (по-английски UVLO или UVLO-состояние), что означает НИЗКИЙ уровень напряжения на выходе и низкий потребляемый ток. Микросхема начинает работать, когда напряжение питания V_{CC} достигает значения 16 В. Когда V_{CC} падает ниже 10 В, наступает UVLO-состояние. В UVLO-состоянии опорное напряжение V_{REF} на выводе [18], равное 5 В, выключено, что может быть использовано как "флаг".

Рис. 4. Схема коррекции нарастания тока

Рис. 5. Блок-схема монитора пониженного напряжения

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 6. Зависимость частотозадающего резистора генератора от частоты

Рис. 7. Заисимость напряжения насыщения выхода от аыходного тока

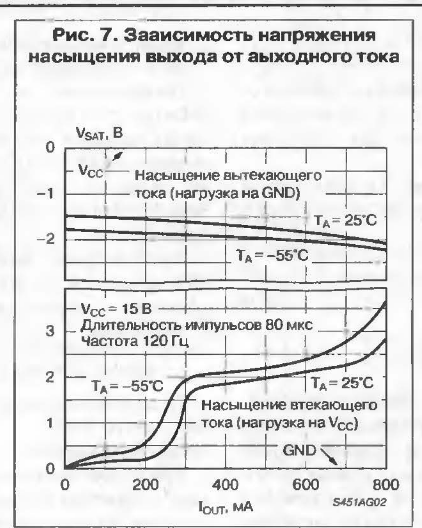


Рис. 8. Зависимость фазы и усиления с разомкнутой петлей обратной связи усилителя ошибки от частоты

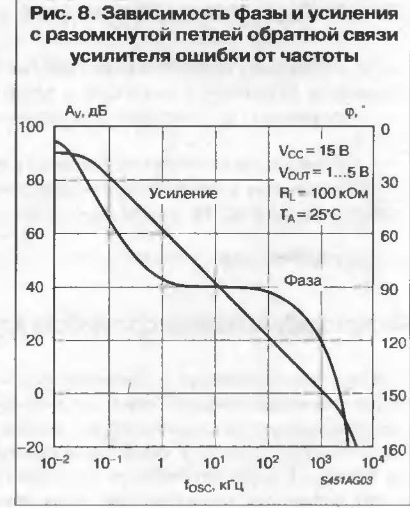


Рис. 9. Линейность умножителя

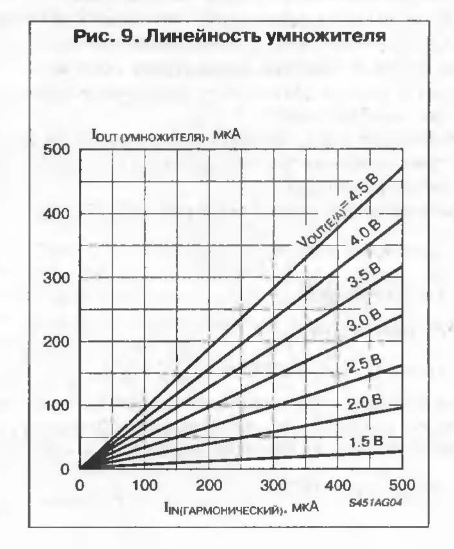
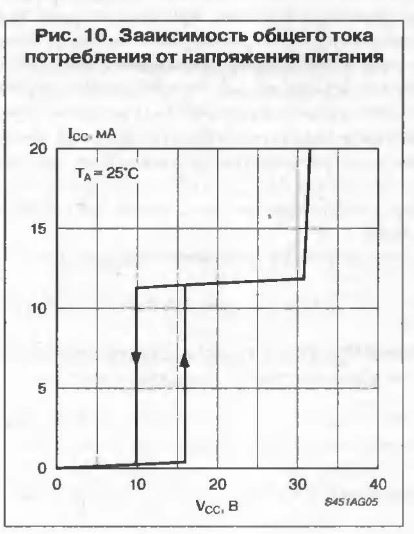


Рис. 10. Заависимость общего тока потребления от напряжения питания



ТИПОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ (Продолжение)

Рис. 11. Зависимость общего токв потребления (I_{CC}) от температуры

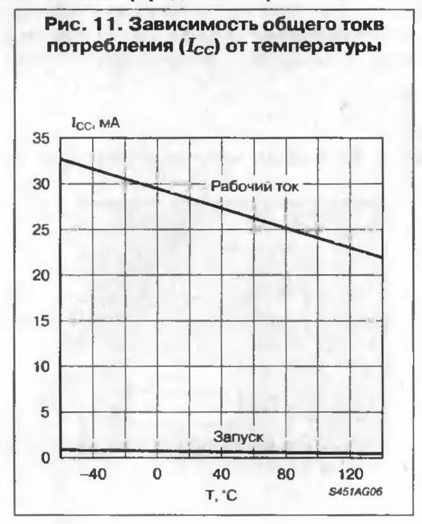


Рис. 12. Нестабильность по току опорного напряжения

ПРИМЕНЕНИЕ

СХЕМА КОРРЕКЦИИ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

ККМ-часть схемы ML4819 во всем подобна схеме коррекции коэффициента мощности в микросхеме ML4812, за исключением схемы коррекции пилообразного напряжения. См. описание ML4812.

Все последующие вычисления относятся к **Рис. 16**. Компоненты R_T и C_T, упомянутые в нижеприведенных уравнениях, соотносятся с компонентами на **Рис. 16** следующим образом:

R_T = R16, C_T = C6.

ВЫБОР ВХОДНОЙ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ (L1)

Центральный компонент в стабилизаторе — повышающая входная катушка индуктивности. Если величина индуктивности слишком мала, искажения во входном токе будут велики, что означает низкий коэффициент мощности и увеличение помехи во входных цепях. Для борьбы с этим потребуется установить на входе мощный фильтр. Кроме того, когда величина индуктивности мала, индуктивность "истощается" (работает без тока) при низких токах. Таким образом коэффициент мощности уменьшится на более низких уровнях мощности и/или более высоких напряжениях сети. Если величина индуктивности слишком высока, то для данного рабочего тока требуемый размер сердечника катушки индуктивности будет большим, и/или требуемое число витков будет велико. Так что между размером сердечника и уровнем помех должен быть достигнут компромисс.

Еще одно условие, когда индуктивность может "истощаться", проанализировано ниже.

Для повышающего конвертера в устойчивом состоянии:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{1 - D_{ON}}, \qquad (1)$$

где D_{ON} — рабочий цикл $[T_{ON}/(T_{ON} + T_{OFF})]$. Индуктивность "истощается", когда удовлетворяется следующее условие:

$$V_{IN}(t) < V_{OUT} \times (1 - D_{ON}) \qquad (2)$$

или

$$V_{INDRY} = [1 - D_{ON}(max)] \times V_{OUT}, \qquad (3)$$

V_{INDRY} — напряжение, при котором индуктивность "истощается";
V_{OUT} — выходное напряжение постоянного тока.

Действительно, вышеупомянутые соотношения показывают, что избыток вольт-секунд лучше, чем недостаток вольт-секунд. В терминах передачи энергии это означает, что в катушке индуктивности во время ВКЛЮЧЕННОГО состояния запасается меньшее количество энергии, чем то, что требуется передать во время ВЫКЛЮЧЕННОГО состояния. Это и называется "истощением" индуктивности.

Рекомендуемая максимальная длительность рабочего цикла — 95% на частоте 100 кГц, чтобы дать время входной индуктивности сбрасывать энергию на выходные конденсаторы.

Например:

если V_{OUT} = 380 В и $D_{ON}(max)$ = 0.95.

Тогда подстановка в (3) дает V_{INDRY} = 20 В, а результат "истощения" индуктивности — увеличение помех во входных цепях при низких напряжениях.

Для данной выходной мощности мгновенное значение входного тока — функция входного синусоидального напряжения, другими словами, входное напряжение, вызывающее ток, изменяется от нуля вольт до максимального значения, равного пиковому.

Нагрузкой ККМ-схемы обычно бывает импульсный источник питания, который является по существу постоянной нагрузкой. В результате увеличение входного напряжения будет скомпенсировано уменьшением входного тока.

Комбинируя идеи, сформулированные выше, можно получить некоторые основные правила выбора и конструирования входной катушки индуктивности.

Шаг 1: Найдите минимальный рабочий ток.

$$I_{IN}(min) = 1.1414 \times \frac{P_{IN}(min)}{V_{IN}(max)} \qquad (4)$$

$V_{IN}(max)$ = 260 В

$P_{IN}(min)$ = 50 Вт

Тогда: $I_{IN}(min)$ = 0.272 А

Шаг 2: Выберите минимальный ток, при котором ток катушки индуктивности будет на грани "истощения". Для этого примера было выбрано значение, равное 40% пикового тока, найденного в шаге 1.

Тогда: I_{LDRY} = 100 мА

Шаг 3: Теперь, пользуясь предварительно расчитанными данными, может быть найдена величина индуктивности:

$$L1 = \frac{V_{INDRY} \times D_{ON}(max)}{I_{LDRY} \times f_{OSC}} = \frac{20\ В \times 0.95}{100\ мА \times 100\ кГц}. \qquad (5)$$

Величину индуктивности можно уменьшить в случае, когда ток изменяется от минимального до максимального значения. Это позволяет использовать сердечник меньших размеров. Единственное требование заключается в адекватной коррекции пилообразного напряжения при более низком значении индуктивности сердечника для того, чтобы осуществлять необходимую коррекцию при больших токах.

Шаг 4: Наличие коррекции пилообразного напряжения изменит напряжение, при котором индуктивность начинает "истощаться", но найденные выше значения могут рассматриваться в качестве хорошей стартовой точки. Основанное на количественных расчетах коррекции коэффициента мощности, вышеупомянутое значение L1 может быть оптимизировано после нескольких итераций.

Типичными материалами для сердечника являются феррит, пермаллой или карбонильное железо. Выбранный материал сердечника должен иметь высокое значение индукции насыщения и приемлемую величину потерь на рабочей частоте.

Один из ферритовых сердечников, который является подходящим для мощности в пределах 200 Вт — это W4229PL00-3CB (Ferroxcube). Этот сердечник для такого применения требует установки зазора, равного 0.180"(4.6 мм).

ВЫБОР КОМПОНЕНТОВ ГЕНЕРАТОРА

Частотозадающие компоненты генератора могут быть рассчитаны с помощью следующего выражения:

$$f_{OSC} = \frac{1.36}{f_{OSC} \times C_T}. \qquad (6)$$

Например:

Шаг 1: На частоте 100 кГц с рабочим циклом 95%, T_{OFF} = 500 нс, C_T вычисляют используя следующую формулу:

$$C_T = \frac{T_{OFF} \times I_{DIS}}{V_{OSC}}. \qquad (7)$$

Шаг 2: Вычислите требуемое значение частотозадающего резистора.

$$R_T = \frac{1.36}{f_{OSC} \times C_T} = \frac{1.36}{100\ кГц \times 1000\ пФ} = 13.6\ кОм \qquad (8)$$

R_T = 14 кОм.

ВЫБОР КОМПОНЕНТОВ ТОКОСЧИТЫВАЮЩЕЙ СХЕМЫ И СХЕМЫ КОРРЕКЦИИ НАРАСТАНИЯ ТОКА

Схема коррекции нарастания тока в микросхеме ML4819 — встроенная. Ток, равный $V_C(T)/2$ (R18), добавляется к току $I_{SEN\,A}$ (вывод [1]) и преобразуется в напряжение на резисторе R10. Значение величины коррекции нарастания тока (приведенное к выводу [1]) должно быть достаточным для того, чтобы по крайней мере на 50% уменьшить нарастание тока катушки индуктивности во время ВЫКЛЮЧЕННОГО состояния. Заметим, что коррекция нарастания тока требуется, только если ток катушки индуктивности — непрерывный, и величина рабочего цикла больше, чем 50%. Самое высокое значение уменьшения нарастания тока катушки индуктивности находится для точки отключения индуктивности:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_B - V_{IN\,DRY}}{L} = \frac{380\ В - 20\ В}{2\ мГн}. \qquad (9)$$

Значение величины уменьшения нарастания тока, приведенное ко входу ШИМ-компаратора:

$$S_{PWM} = \frac{V_B - V_{IN\,DRY}}{L} \times \frac{R11}{N_C}, \qquad (10)$$

где N_C — отношение витков трансформатора тока T1. Вообще, трансформаторы тока упрощают считывание тока ключа особенно на высоких уровнях мощности, где использование резисторов для этой цели затруднено из-за большой величины мощности, которую они должны рассеять.

Обычно первичная обмотка трансформатора состоит из единственного витка, а вторичная состоит из нескольких витков изолированного провода на эмалированном магнитопроводе. Диаметр ферритового сердечника, используемый в этом примере — 0.5"(12.7 мм) (SPANG/Magnetics F41206-TC). Выпрямляющий диод на выходе трансформатора тока может быть типа 1N4148 для среднего значения вторичных токов до 75 мА.

Для считывания тока ключа могут также использоваться SENSE FET-транзисторы или резистивные датчики. Снимаемый сигнал должен быть усилен до надлежащего уровня прежде, чем его подавать на микросхему ML4819. Значение величины коррекции нарастания тока (SC_{PWM}), приведенное к выводу [1]:

$$SC_{PWM} = \frac{2.5 \times R9}{R16 \times C6 \times R18}. \qquad (11)$$

Исходя из этого может быть найдено требуемое значение для R18:

$$SC_{PWM} = A_{SC} \times S_{PWM},$$

где A_{SC} — коэффициент коррекции нарастания тока.

Значение R9 (вывод [2]) зависит от выбора R2 (вывод [6])

$$R2 = \frac{V_{IN}(max)}{I_{SINE}} = \frac{260 \times 1.414}{0.72\ мА} = 510\ кОм \qquad (12)$$

$$R9 > \frac{V_{CLAMP} \times R2}{V_{IN}(min)} = \frac{4.8 \times 510\ K}{80 \times 1.414} \cong 22\ кОм. \qquad (13)$$

Выбираем R9 = 27 кОм.

Пиковый ток катушки индуктивности может быть приблизительно найден:

$$I_{PEAK} = \frac{1.414 \times P_{OUT}}{V_{IN}(min)} = \frac{1.414 \times 200}{90} = 3.14\ А. \qquad (14)$$

Выбираем значение отношения N_C, равное 80, так как оно зависит от максимального тока ключа, принятого равным 4 А для этого примера.

$$R11 = \frac{V_{CLAMP} \times N_C}{I_{LPEAK}} = \frac{4.8 \times 80}{4} \cong 100\ кОм, \qquad (15)$$

где R11 — токосчитывающий резистор, и V_{CLAMP} — напряжение фиксации на инвертирующем входе ШИМ-компаратора. Это напряжение фиксации внутренне установлено на 5 В. На практике из-за производственного разброса допусков компонентов, чтобы избежать нежелательного тока, ограничивающего работу, пришлось принять значение напряжения фиксации меньше, чем 5 В. В этом примере V_{CLAMP} было выбрвно равным 4.8 В.

Теперь после вычисления R11 могут быть рассчитаны значения S_{PWM} и R18:

$$S_{PWM} = \frac{380\ В - 20}{2\ мГн} \times \frac{100}{80} = 0.225\ В/мкс,$$

$$R18 = 2.5 \times R9/A_{SC} \times S_{PWM} \times R_T \times C_T,$$

$$R18 = \frac{2.5 \times 27кОм}{0.7 \times (0.225 \times 10^6) \times 14\ кОм \times 1\ нФ} \cong 30\ кОм. \qquad (16)$$

Выбираем R18 = 33 кОм.

При расчетах использовались следующие значения:

R9 = 27 кОм — A_{SC} = 0.7

R_T = 14 кОм — C_T = 1 нФ

5

КОМПОНЕНТЫ ДЛЯ РЕГУЛИРОВКИ НАПРЯЖЕНИЯ

Значения компонентов петли обратной связи для регулирования напряжения рассчитаны, основываясь на выходном рабочем напряжении. Заметим, что правила техники безопасности требуют использования токосчитывающих резисторов с необходимой величиной рабочего напряжения. Согласно "правилу большого пальца", если имеются резисторы мощностью 1/4 Вт, их надо включать по два последовательно. Входной ток смещения усилителя ошибки равен приблизительно 0.5 мкА, поэтому ток, снимаемый с токосчитывающих резисторов, должен быть значительно выше этого значения. Так как резисторы мощностью 1/4 Вт должны использоваться по два, общая мощность равна 1/2 Вт. Рабочая мощность устанавливается равной 0.4 Вт, тогда при выходном напряжении 380 В может быть рассчитана следующая величина:

$$R5 = \frac{(380\ \text{В})^2}{0.4\ \text{Вт}} = 360\ \text{кОм}. \qquad (17)$$

Выбираем два резистора по 178 кОм ±1%, включенных последовательно.

Тогда R6 можно рассчитать по следующей формуле:

$$R6 = \frac{V_{REF} \times R5}{V_B - V_{REF}} = \frac{5\ \text{В} \times 356\ \text{К}}{380\ \text{К} - 5\ \text{В}} = 4.747\ \text{кОм}. \qquad (18)$$

Выбираем резистор 4.75 кОм ±1%. Еще один критичный компонент в петле регулирования напряжения — это конденсатор обратной связи усилителя ошибки. Полоса частот напряжения обратной связи должна быть установлена такой, чтобы подавлять пульсацию 120 Гц (100 Гц), присутствующую на выходе. Если пульсация не подавлена, это исказит форму волны входного тока. Типичный диапазон частот — от единиц герц до 15 Гц. Главный компромисс находится между требованиями переходной характеристики и минимумом искажений. Конденсатор обратной связи может быть рассчитан по следующей формуле:

$$C8 = \frac{1}{3.142 \times R_5 \times BW} = \frac{1}{3.142 \times 356\ \text{кОм} \times 2\ \text{Гц}} = 0.44\ \text{мкФ}. \quad (19)$$

КОМПОНЕНТЫ СХЕМЫ ЗАЩИТЫ ОТ ПОВЫШЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Петля обратной связи для защиты от повышения напряжения должна быть установлена так, чтобы не имелось никакого взаимодействия с петлей регулирования напряжения. Обычно это напряжение должно быть установлено на уровне, ниже которого мощные компоненты могли бы безопасно работать. Напряжение на десять–пятнадцать вольт выше V_{OUT}, кажется, является достаточным. Это устанавливает максимальное выходное переходное напряжение на уровне приблизительно 395 В.

Выбирая резистор R7 для схемы защиты от повышения напряжения, используем тот же способ, как и выше, то есть R7 = 356 кОм, тогда резистор R8 может быть рассчитан как:

$$R8 = \frac{V_{REF} \times R7}{V_{OVP} - V_{REF}} = \frac{5\ \text{В} \times 356\ \text{кОм}}{395\ \text{В} - 5\ \text{В}} = 4.564\ \text{кОм}. \qquad (20)$$

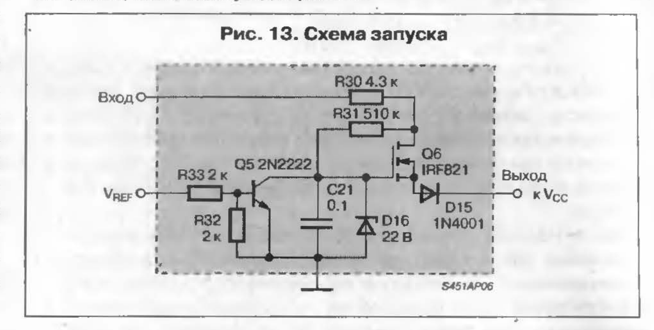
Заметьте, что резисторы R5, R6, R7 и R8 должны быть с точным допуском: 1% или лучше.

ЗАПУСК И ГЕНЕРАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЙ СМЕЩЕНИЯ

Схемой запуска на **Рис. 16** может быть или "кровоточащий резистор" (39 кОм, 2 Вт) или схема, показанная на **Рис. 13**. Преимущество "кровоточащего резистора" — простота и самая низкая стоимость, но он может вызывать чрезмерную задержку включения при низком напряжении сети.

Микросхема запускается, когда напряжение на выводе [15] (V_{CC}) превышает 16 В. Энергия, запасенная в C10, питает микросхему до тех пор, пока дополнительная обмотка на T3 не сможет обеспечить мощность, необходимую для работы.

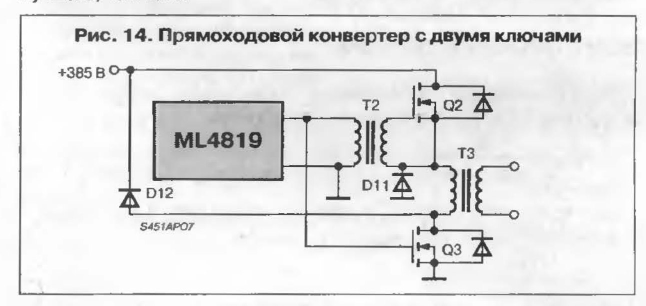
Рис. 13. Схема запуска



ДОСТОИНСТВА СХЕМЫ

Схема улучшает коэффициент мощности и понижает коэффициент гармоник входного тока. Заметьте, что схема выполняет спецификации стандарта IEC 555 по коэффициенту гармоник с большим запасом при коррекции коэффициента мощности для большинства устойчивых эксплуатационных режимов до значения, лучшего, чем 0.99.

Рис. 14. Прямоходовой конвертер с двумя ключами



ШИМ-СХЕМА

Показанная на **Рис. 16** ШИМ-схема на **Рис. 14** для простоты представлена двумя ключами прямоходового конвертера. Это полностью запираемая схема, что устраняет потребность в очень высоковольтных полевых транзисторах. Микросхему ML4819 также можно применять по обратноходовой схемотехнике.

Этот преобразователь **(Рис. 16)** использует управление с обратной связью по току. Ток снимается с R24‖R25 и фильтруется с помощью R23 и C14 от высокочастотных помех и помех переходных процессов. Главная петля регулирования – через вывод PWM. Регулируемый стабилитрон TL431 (U3) в цепи вторичной обмотки включает в себя и источник опорного напряжения, и усилитель ошибки. Развязка, выполненная на оптроне (U2), обеспечивает токовый управляющий сигнал на выводе [8]. Частотная коррекция петли регулирования обеспечивается элементами R29 и C20. Выходное напряжение устанавливается:

$$V_{OUT} = 2.5\left(1 + \frac{R29}{R28}\right)\text{В}. \qquad (21)$$

Ток ограничен пороговым значением 2 А (на R24‖R25 падает 1 В). Рабочий цикл ограничивается в этой схеме значением ниже 50%, чтобы предотвратить насыщение сердечника трансформатора (T3). Максимальный предел рабочего цикла 45% выбирается установкой порогового напряжение $V_{REF}/2$ на выводе [7].

Схема на **Рис. 16** может быть изменена для работы с обратной связью по напряжению, используя пилообразный ток, который появляется на выводе [9], как показано ниже, на **Рис. 15**.

Амплитуда пилообразного напряжения, появляющегося на выводе [9], будет равна:

$$V_R = \frac{I_{R18}}{2} \times R_V, \qquad (22)$$

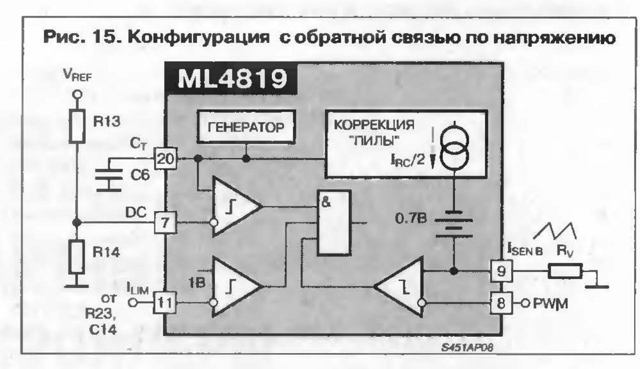
где R18 — резистор коррекции нарастания тока. Так как эта схема работает с постоянным входным напряжением (что обеспечивается ККМ-схемой), обратная связь по напряжению не нужна.

СОВЕТЫ ПО КОНСТРУКЦИИ И РАСПОЛОЖЕНИЮ ЭЛЕМЕНТОВ

Высокочастотные мощные схемы требуют особого внимания во время разработки макета и рисунка печатной платы. Рекомендуются двухсторонние печатные платы с земляной шиной, целиком занимающей одну сторону. Выводы всех критичных переключающих элементов (мощные полевые транзисторы, выходные диоды, выходы микросхемы и земляные проводники, шунтирующие конденсаторы) должны быть как можно короче. Это должно уменьшить переходные помехи и помехи переключения.

Имеются два вида паразитной связи: индуктивная и емкостная. Как видно из названия, индуктивная связь возникает из-за быстро изменяющихся (высокое значение *di/dt*) замкнутых токов переключения. Главный источник — это петля, сформированная Q1, D6, и C3–C4. Поэтому эта петля должна быть как можно меньше, и вышеупомянутые конденсаторы должны быть хороших высокочастотных типов.

Рис. 15. Конфигурация с обратной связью по напряжению



Второй вид паразитной связи возникает из-за быстрых изменений напряжения (высокое знвчение *dv/dt*). Главный источник в этом случае — сток мощного полевого транзистора. Излучаемая помеха в этом случае может быть уменьшена изоляцией стока мощного полевого транзистора от радиатора и последующим соединением радиатора с истоком полевого транзистора с помощью высокочастотного конденсатора.

Микросхема имеет два вывода земли, названные PGND и GND. Эти два вывода на печатной плате должны быть связаны очень короткими проводниками, соединяясь вместе в точке вблизи выходов схемы. Очень важно избегать петель земляных проводников. Предпочтительна схема заземления звездой.

Рис. 16. Источник питания мощностью 180 Вт с корректором коэффициента мощности и выходным напряжением12 В

Улучшение коррекции коэффициента мощности

Схема коррекции коэффициента мощности

Шим-стабилизатор

S451AA01

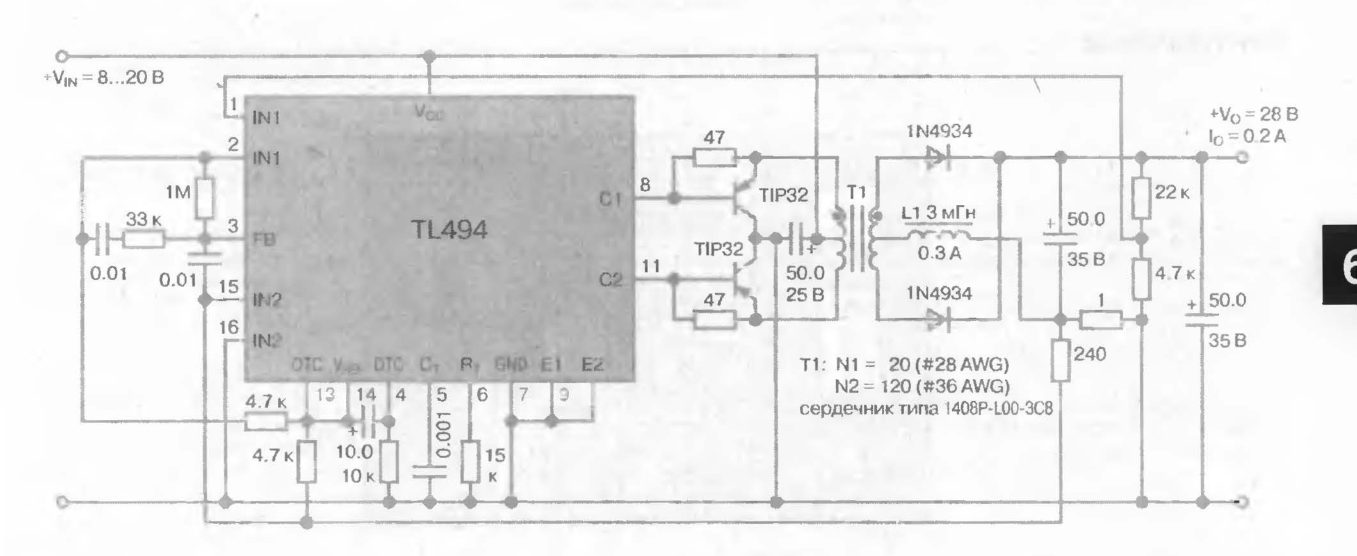
СПЕЦИФИКАЦИЯ КОМПОНЕНТОВ ДЛЯ СХЕМЫ НА РИС. 16.

Компонент	Описание
C1, C3	0.6 мкФ, 630 В Пленочный (250 В AC)
C2	330 мкФ, 400 В Электролитический
C4	6800 пФ, 1 кВ Керамический
C5, C6	1000 пФ
C7	10 мкФ, 35 В
C8, C11, C13, C15, C16	1 мкФ, Керамический
C9, C20, C21	0.1 мкФ, Керамический
C10	1500 мкФ, 25 В Электролитический
C12, C17	1 мкФ, Керамический
C14	2200 пФ
C18	1500 мкФ, 16 В Электролитический
C19	4.7 мкФ
D1-D5	1N5406
D6	MUR850
D7, D10	1N4148
D8	3 В Стабилитрон или 4 x 1N4148 последовательно
D9	MUR110
D11, D12	MUR150
D13	D83-004K
D15	1N4001
D16, D14	1N5818 Или 1N5819
F1	5 А, 250 В, 3AG
L1	2 мГн, IPEAC = 4 А, Сердечник: Ferroxcube 4229-3C8; 150 витков #24 AWG; зазор 0.150"(3.81 мм)
L2	10 мкГн, Сердечник: Spang 43019 UG00; 8 витков #15 AWG; зазор 0.05"(1.27 мм)
Q1-Q3	IRF840
Q4, Q5	2N2222
Q6	IRF821
R1	330 кОм
R2, R31	510 кОм
R3	5.6 кОм

Компонент	Описание
R4	12 кОм
RS, R7	357 кОм, 1 %
R6	4.75 кОм, 1 %
R8	4.53 кОм, 1 %
R9	27 кОм
R10, R18	33 кОм
R11	91
R12, R22	10
R13, R14	4.7 кОм
R15	4.3 кОм
R16	15 кОм
R17	3
R20	7.5
R21, R19	3 кОм
R23	100
R24, R25	1
R26	1.5 кОм
R27	1.2 кОм
R28	8.66 кОм, 1 %
R29	2.26 кОм, 1 %
R30	2 кОм, 1 Вт
R32, R33	2 кОм
T1	Spang F41206-TC или Siemens B64290-K45-X21 или X830 или Ferroxcube 768T188-3C8 $N_{ВТОР}$ = 80, $N_{ПЕРВ}$ = 1
T2	Тот же самый сердечник, как T1: бифилярные обмотки; $N_{ВТОР} = N_{ПЕРВ}$ = 15 витков
T3	Сердечник: Ferroxcube 4229-3C8, Первичная обмотка: 44 витка #18 провода лицендрат, Вторичная обмотка: 4 витка медной полосы, Дополнительная обмотка: 2 витка #24 AWG
U2	MOC8102
U3	TL431

ДВУХТАКТНЫЕ ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ

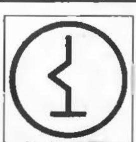
В данном разделе представлены микросхемы ШИМ-контроллеров, предназначенные для построения двухтактного импульсного преобразователя напряжения. Микросхема 1156ЕУ4 (UC3785) сочетает широтно-импульсную модуляцию с резонансным режимом управления мостовым выходным каскадом.

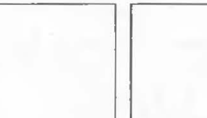


ДВУХТАКТНЫЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР 1114ЕУ1

Прототип
SG1524

Товарные знаки изготовителей





ОСОБЕННОСТИ

- Встроенная схема ограничения тока
- Встроенный монитор повышенного и пониженного напряжения
- Специальный вывод внешней синхронизации
- Однотактная или двухтактная конфигурация выхода
- Содержит все компоненты полной схемы ШИМ-преобразователя
- Коммутируемое напряжение .... до 36 В
- Диапазон напряжений питания .... 10...20 В
- Нестабильность опорного напряжения по напряжению и току 0.2%
- Температурный коэффициент опорного напряжения .... < ±1%
- Два транзисторных ключа с выходным током каждого .... 100 мА
- Диапазон частот генератора .... 1...200 кГц

ТИПОНОМИНАЛЫ

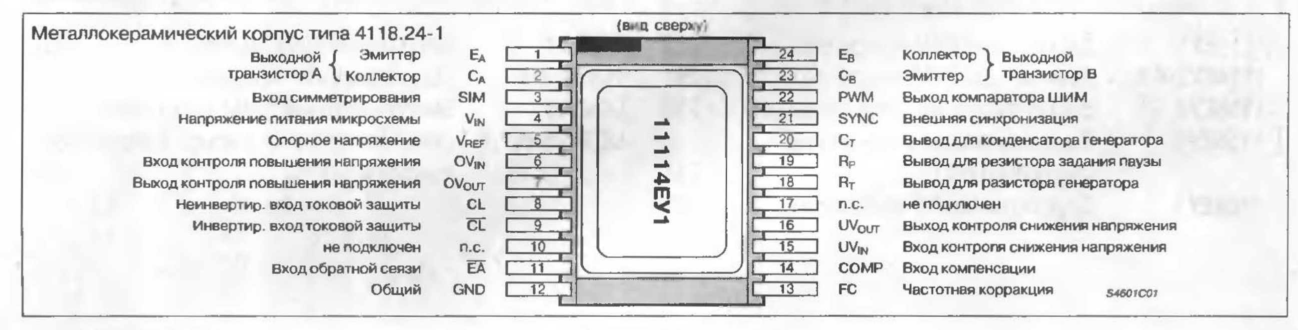
1114ЕУ1 .... бКО.347.300-01 ТУ
К1114ЕУ1А .... бКО.348.901-01 ТУ
К1114ЕУ1Б .... бКО.348.901-01 ТУ

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

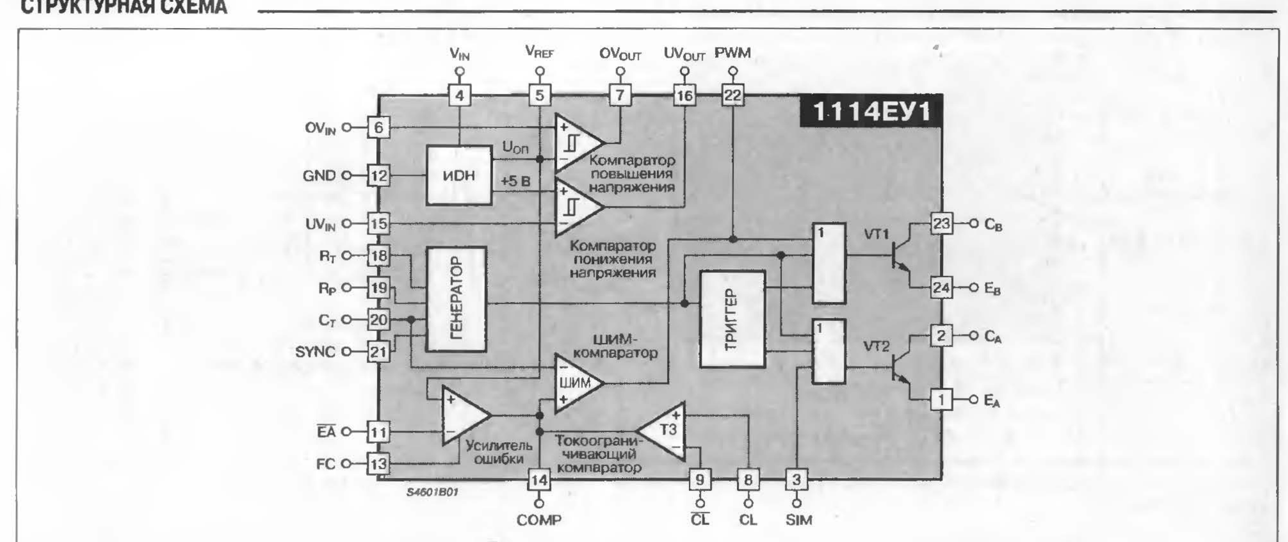
Микросхема 1114ЕУ1 представляет из себя схему двухтактного ШИМ-контроллера и содержит все необходимые узлы для построения импульсного ИВП. По сравнению с прототипом микросхема 1114ЕУ1 была дополнена монитором пониженного и повышенного напряжения, что позволяет упростить конструкцию ИВП. Генератор микросхемы имеет дополнительный вывод синхронизации SYNC и специальный вывод R_P для задания паузы между выходными импульсами. Важным, хотя и непринципиальным отличием от схемы прототипа является отсутствие выводов неинвертирующего входа усилителя ошибки и выхода генератора и наличие выхода ШИМ-компаратора и входа симметрирования. Последнее важное отличие — меньшая величина опорного напряжения (но с лучшим температурным коэффициентом), чем у схемы прототипа.

Микросхема 1114ЕУ1 работает в диапазоне температур –60...+125°C, а К1114ЕУ1 — в диапазоне температур –45...+85°C. Обе модификации выпускаются в планарных металлокерамических корпусах типа 4118.24-1.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ[1]

Напряжение питания (вывод [4]) . . . . . . 10...20 В
Коммутируемое напряжение:
1114ЕУ1, К1114ЕУ1А . . . . . . 36 В
К1114ЕУ1Б . . . . . . 32 В
Выходной ток:
1114ЕУ1, К1114ЕУ1А . . . . . . 100 мА
К1114ЕУ1Б . . . . . . 80 мА
Коммутируемая мощность (при V_{COM} = 36 В):
1114ЕУ1, К1114ЕУ1А . . . . . . 1.5 Вт
К1114ЕУ1Б (Прим. 2) . . . . . . 1.3 Вт
Мощность рассеивания . . . . . . 0.55 Вт
Диапазон рабочих температур:
1114ЕУ1 . . . . . . –60...+125°С
К1114ЕУ1 . . . . . . –45...+85°С
Температура кристалла . . . . . . 175°С
Тепловое сопротивление . . . . . . 55°С/Вт

Примечания:
1. В рабочем диапазоне температур.
2. При коммутируемом напряжении 32 В.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При T_A = –45...+85°С для К1114ЕУ1; T_A = –60...+125°С для 1114ЕУ1, если не указано иначе

Параметр	Условия	Номинальное значение			Единица измерения
		1114ЕУ1	К1114ЕУ1А	К1114ЕУ1Б	
Опорное напряжение	T_A = +25°С, V_{CC} = 12 В, V_{COM} = 10 В	2...3	2...3	1.8...2.8	В
Нестабильность опорного напряжения по напряжению	10 < V_{CC} < 20 В	0.2	0.2	0.3	%/В
Температурный коэффициент опорного напряжения	V_{CC} = 12 В, V_{COM} = 10 В	0.015	0.015	0.03	%/°С
Остаточное напряжение выходных транзисторов	T_A = +25°С, V_{CC} = 12 В, V_{COM} = 10 В, f = 10 кГц, (Прим. 1)	1.5	1.5	1.5	8
Гистерезис компаратора повышения напряжения	T_A = +25°С, V_{CC} = 12 В, V_{COM} = 10 В, f = 10 кГц, I_{CC} = 100 мА	100	100	100	мВ
Гистерезис компаратора понижения напряжения	T_A = +25°С, V_{CC} = 12 В, V_{COM} = 10 В, f = 10 кГц, I_{CC} = 100 мА	100	100	150	мВ
Гистерезис токоограничивающего компаратора	T_A = +25°С, V_{CC} = 12 В, V_{COM} = 10 В, f = 10 кГц, I_{CC} = 100 мА	100	100	100	мВ
Коэффициент усиления усилителя ошибки	T_A = +25°С, 10 < V_{CC} < 30 В	20...100	20...100	20...100	
Длительность фронта выходных импульсов	T_A = +25°С, V_{CC} = 12 В, V_{COM} = 10 В, (Прим. 1 и 2)	100	100	150	нс
Длительность спада выходных импульсов	T_A = +25°С, V_{CC} = 12 В, V_{COM} = 10 В, (Прим. 1 и 2)	100	100	150	нс
Ток потребления от источника питания	T_A = +25°С, V_{CC} = 12 В, V_{COM} = 10 В	30	30	40	мА
Ток потребления в дежурном режиме	V_{CC} = 12 В, (Прим. 3)	20...100	20...200	50...300	мкА

Примечания:
1. При потребляемом токе для 1114ЕУ1, равном 100 мА, а для К1114ЕУ1 равном 80 мА.
2. При частоте коммутации для 1114ЕУ1, равной 200 кГц, а для К1114ЕУ1 равной 100 кГц.
3. При коммутируемом напряжении для 1114ЕУ1, равном 36 В, а для К1114ЕУ1 равном 32 В.

ЗАМЕЧАНИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

Величина сопротивления резистора R5 (См. **Рис. 5**), используемого в качестве датчика тока токоограничивающего компаратора, определяется по формуле:

$$R5 = \frac{V_{TH}}{I_{TH}},$$

где V_{TH} — пороговое напряжение токоограничивающего компаратора, равное 200...250 мВ, а I_{TH} — ток, при котором срабатывает токоограничивающий компаратор.

Пороговое напряжение компаратора повышения напряжения равно опорному напряжению, а пороговое напряжение компаратора понижения напряжения находится в пределах 4.5...5.5 В. Выходной ток обоих этих компараторов не должен превышать 1.6 мА.

Напряжение на входе усилителя ошибки (вывод [11]) должно находиться в пределах 0...5 В. Частота единичного усиления этого усилителя — не менее 1 МГц.

Частота встроенного генератора определяется по формуле:

$$f = \frac{2...3}{R1 \times C2}.$$

Верхний уровень напряжения на входе внешней синхронизации генератора SYNC — не более 3 В, а нижний уровень — не более 1 В.

Длительность паузы между выходными импульсами определяется по формуле:

$$t_P = 2 \times R2 \times C2.$$

Допускается подключение внешней нагрузки к выходу ШИМ-компаратора. При выходном токе компаратора (вывод [22]) не более 1 мА гарантируется напряжение НИЗКОГО логического уровня меньше 0.4 В, а напряжение ВЫСОКОГО логического уровня больше 2.4 В. Допускается подключение к общему выводу выхода ШИМ-компаратора (вывод [22]), а также выхода ИОН (вывод [5]) и выхода усилителя ошибки (вывод [14]).

Выходные транзисторы могут быть подключены как по схеме с общим эмиттером, так и по схеме эмиттерного повторителя. В последнем случае при напряжении на коллекторах (выводы [2], [23]), равном 5 В, и токе 25 мА обеспечивается выходное напряжение не менее 2 В.

ТИПОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 1 Зависимость длительности фронта выходных импульсов от выходного тока

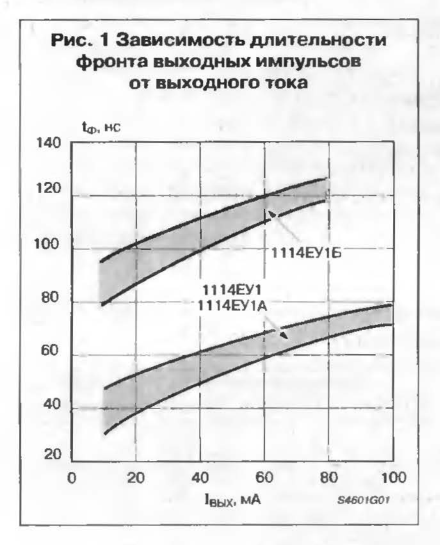


Рис. 2. Зависимость длительности спада выходных импульсов от выходного тока

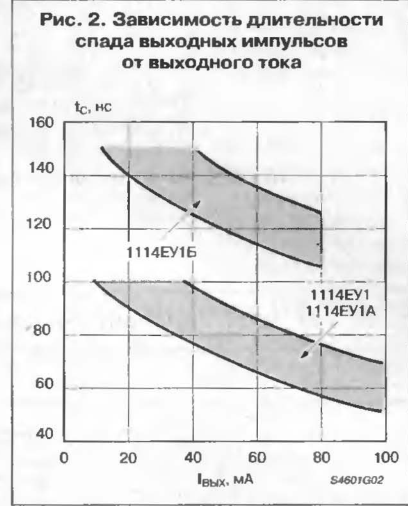


Рис. 3. Область безопасной работы

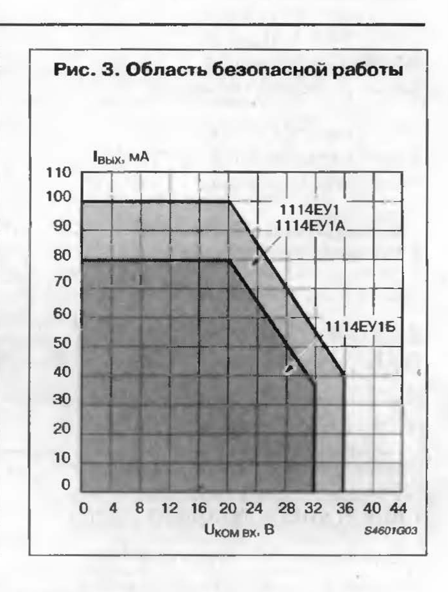
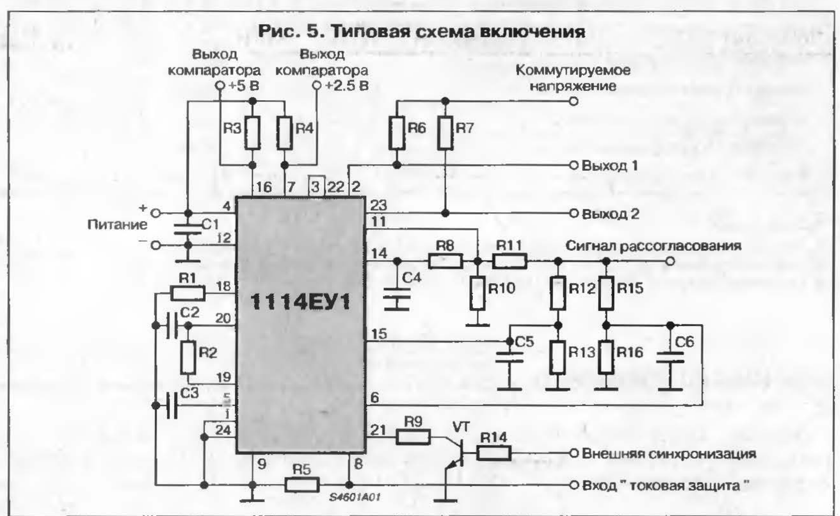


Рис. 4. Зависимость остаточного напряжения от выходного тока

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 5. Типовая схема включения



SG1524/2524/3524

ДВУХТАКТНЫЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР

ОСОБЕННОСТИ

- Встроенная схема ограничения тока
- Превосходная внешняя синхронизация
- Однотактная или двухтактная конфигурация выхода
- Содержит все компоненты полной схемы ШИМ-преобразователя
- Диапазон рабочего напряжения .... 8...40 В
- Величина опорного напряжения .... 5 В
- Нестабильность опорного напряжения по напряжению и току 0.4%
- Температурный коэффициент опорного напряжения .... <±1%
- Два транзисторных ключа с выходным током каждого .... 50 мА
- Общий ток питания .... <10 мА
- Диапазон частот генератора .... 0.1...300 кГц

ОСОБЕННОСТИ ТОЛЬКО ДЛЯ SG1524

- Соответствует стандартам MIL-STD-883B и DESC SMD
- MIL-M-38510/126018EA - JAN1524J
- Имеются данные по радиационной стойкости
- Изготавливается по технологии уровня "S" фирмы SG

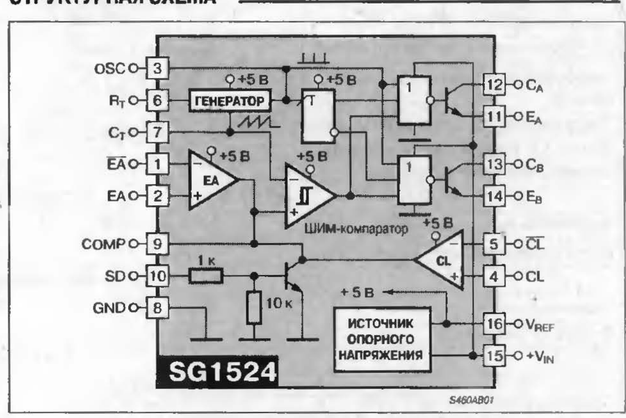
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	T_A [°C]	Корпус	Типономинал	T_A [°C]	Корпус
SG1524F	–55...+125°C	FP-16	SG2524D	–25...+85°C	SOIC-16
SG1524F/883B		FP-16	SG2524J		CERDIP-16
SG1524J		CERDIP-16	SG2524N		DIP-16
SG1524J/883B		CERDIP-16	SG3524D	0...+70°C	SOIC-16
SG1524L		CC-20	SG3524J		CERDIP-16
SG1524L/883B		CC-20	SG3524N		DIP-16

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

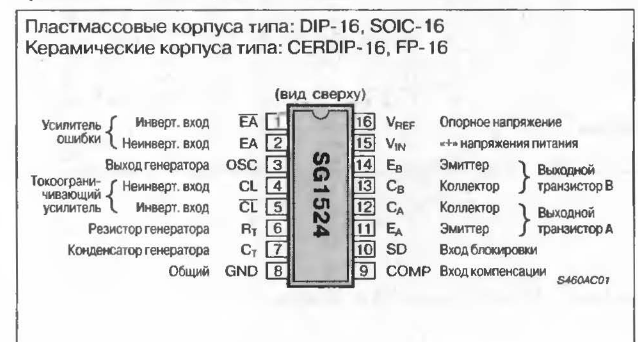
Микросхема SG1524/2524/3524 содержит все элементы, необходимые для схемы ШИМ-преобразователя. В одном корпусе заключены: источник опорного напряжения, усилитель сигнала ошибки, генератор, ШИМ-модулятор, управляющий триггер, два выходных противофазных ключа, схема ограничения тока и схема блокировки. Это устройство может использоваться для импульсных стабилизаторов любой полярности, DC/DC-конвертеров, бестрансформаторных удвоителей напряжения и конвертеров полярности, а также для других применений в источниках питания. Прибор SG1524 предназначен для работы в полном военном диапазоне температур окружающей среды –55...+125°C, SG2524 предназначен для промышленного диапазона –25...+85°C, и SG3524 предназначен для коммерческого диапазона 0...+70°C.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

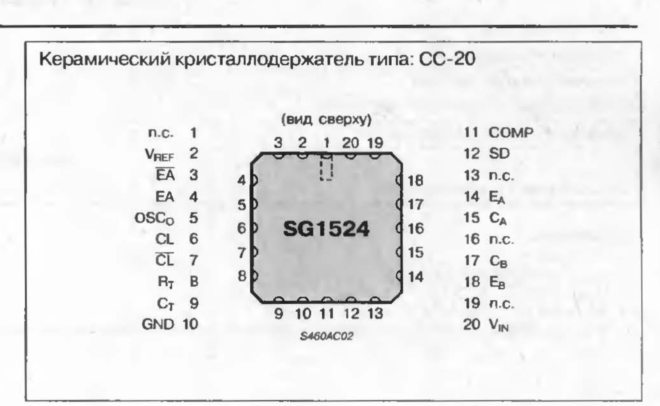


ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовые корпуса типа: DIP-16, SOIC-16
Керамические корпуса типа: CERDIP-16, FP-16



Керамический кристаллодержатель типа: CC-20



ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При V_{IN} = 20 В, T_A в диапазоне рабочих температур, если не указано иначе

Параметр	Условия	SG1524/2524			SG3524			Единицы измерения
		не менее	типовое	не более	не менее	типовое	не более	
ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ[1]								
Выходное напряжение	T_J = 25°C	4.80	5.00	5.20	4.60	5.00	5.40	В
Нестабильность по напряжению	V_{IN} = 8...40 В	—	—	20	—	—	30	мВ
Нестабильность по току	I_L = 0...20 мА	—	—	50	—	—	50	мВ
Температурная нестабильность (Прим. 5)	в диапазоне рабочих температур	—	—	50	—	—	50	мВ
Диапазон изменения выходного напряжения (Прим.5)	во всем диапазоне изменения V_{IN}, I_{OUT} и T	4.80	—	5.20	4.60	—	5.40	В
Ток короткого замыкания	V_{REF} = 0 В	25	50	150	25	50	150	мА
ГЕНЕРАТОР[2]								
Начальная точность	T_J = 25°C	36	40	44	36	40	44	кГц
	min ≤ T_J ≤ max	34	—	46	34	—	46	кГц
Стабильность напряжения	V_{IN} = 8...40 В	—	0.1	1	—	0.1	1	%
Максимальная частота	R_T = 2 кОм, C_T = 1нФ	200	400	—	200	400	—	кГц
ВЕРХНИЙ предел пилообразного напряжения	V_{IN} = 40 В	3	—	3.8	3	—	3.8	В
НИЖНИЙ предел пилообразного напряжения	V_{IN} = 8 В	0.6	1	1.2	0.6	1	1.2	В
Амплитуда тактовых импульсов		3.2	—	—	3.2	—	—	В
Ширина тактовых импульсов		0.3	—	1.5	0.3	—	1.5	мкс
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ[3] (ЕА)								
Входное напряжение смещения	R_S ≤ 2 кОм	—	0.5	5	—	2	10	мВ
Входной ток смещения		—	1	10	—	1	10	мкА
Разность входных токов		—	—	1	—	—	2	мкА
Усиление с разомкнутой петлей обратной связи	R_L ≥ 10 МОм, T_J = 25°C	72	—	—	60	—	—	дБ
Выходное напряжение НИЗКОГО уровня	$V_{PIN1} - V_{PIN2}$ ≥ 150 мВ	—	0.2	0.5	—	0.2	0.5	В
Выходное напряжение ВЫСОКОГО уровня	$V_{PIN2} - V_{PIN1}$ ≥ 150 мВ	3.8	4.2	—	3.8	4.2	—	В
Коэффициент ослабления синфазных входных сигналов	V_{CM} = 1.8...3.4 В	70	—	—	—	—	—	дБ
Коэффициент подавления нестабильности источника питания	V_{IN} = 8 40 В	55	—	—	—	—	—	дБ
Ширина полосы пропускания (Прим. 5)	T_J = 25°C	1	2	—	1	2	—	МГц
ШИМ-КОМПАРАТОР[2]								
Минимальная длительность рабочего цикла	V_{COMP} = 0.5 В	—	—	0	—	—	0	%
Максимальная длительность рабочего цикла	V_{COMP} = 3.6 В	45	49	—	45	49	—	%
ТОКООГРАНИЧИВАЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ[4] (CL)								
Входное напряжение	T_J = 25°C	190	200	210	180	200	220	мВ
Входной ток смещения		—	—	200	—	—	200	мкА
СХЕМА БЛОКИРОВКИ								
Пороговое напряжение	T_J = 25°C	0.5	0.8	1.2	0.5	0.8	1.2	В
	T_J(min) ≤ T_J ≤ T_J(max)	0.2	—	1.8	0.2	—	1.8	В
ВЫХОДНЫЕ КЛЮЧИ (ДЛЯ КАЖДОГО ТРАНЗИСТОРА)								
Ток утечки коллектора	V_{CE} = 40 В	—	—	50	—	—	50	мкА
Напряжение насыщения коллектора	I_C = 50 мА	—	—	2	—	—	2	В
Выходное напряжение эмиттера	I_E = 50 мА	17	—	—	17	—	—	В
Время нарастания коллекторного напряжения	R_C = 2 кОм	—	—	0.4	—	—	0.4	мкс
Время спада коллекторного напряжения	R_C = 2 кОм	—	—	0.2	—	—	0.2	мкс
ДЛЯ ВСЕЙ СХЕМЫ								
Ток потребления в дежурном режиме	V_{IN} = 40 В	—	7	10	—	7	10	мА

Примечания:

1. I_L = 0 мкА
2. f_{OSC} = 40 кГц (R_T = 2.9 кОм, C_T = 0.01 мкФ)
3. V_{CM} = 2.5 В
4. V_{CM} = 0 В
5. Эти параметры, хотя и гарантируются по рекомендуемым эксплуатационным режимам, но не 100% проверяются на производстве.

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Входное напряжение ($+V_{IN}$) .... 42 В
Напряжение коллектора .... 40 В
Напряжение на логических входах .... –0.3...5.5 В
Напряжение на входах токоограничивающего усилителя ... –0.3...0.3 В
Выходной ток (каждого ключа) .... 100 мА
Ток нагрузки источника опорного напряжения .... 50 мА
Ток заряда частотозадающей емкости генератора .... 5 мА
Рабочая температура кристалла:
- Герметичный корпус (J, F, L-суффиксы) .... 175°C
- Пластмассовый корпус (N, D-суффиксы) .... 150°C

Диапазон температур хранения .... –65...150°C
Температура вывода (пайка 10 с) .... 300°C

Примечание:
При превышнии данных знвчвний может произойти поврежденив прибора.

РЕКОМЕНДУЕМЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Входное напряжение ($+V_{IN}$) .... 8...40 В
Напряжение коллектора .... 0...40 В
Диапазон синфазного сигнала усилителя ошибки ...... 1.8...3.4 В
Диапазон синфазного сигнала токоограничивающего усилителя .... –0.3...0.3 В
Выходной ток (каждого ключа) .... 0...50 мА
Ток нагрузки источника опорного напряжения .... 0...20 мА
Ток заряда частотозадающей емкости генератора ...... 0.03...2 мА
Диапазон частот генератора .... 0.1...300 кГц
Диапазон значений частотозадающего резистора (R_T) ... 1.8...100 кОм
Диапазон значений частотозадающего конденсатора (C_T) .. 0.001...1.0 мкФ
Диапазон рабочих температур:
- SG1524 .... –55...125°C
- SG2524 .... –25...85°C
- SG3524 .... 0...70°C

Примечание:
Диапвзон, в котором устройство рвботает и гврантируются приведенные значения параметров.

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 1. Зависимость рассеиваемой мощности от температуры окружающей среды

Рис. 2. Зависимость рассеиваемой мощности от температуры корпуса

Рис. 3. Зависимость "мертвого" времвни от величины емкости C_T

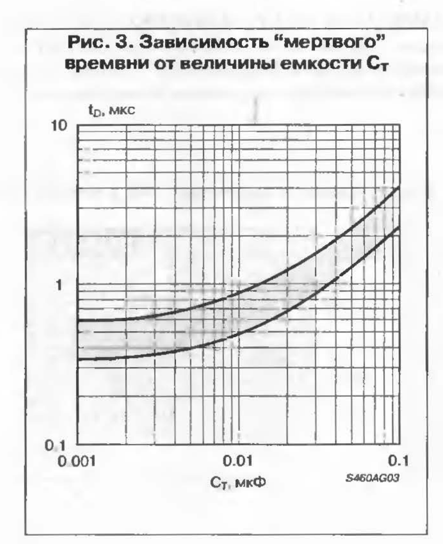
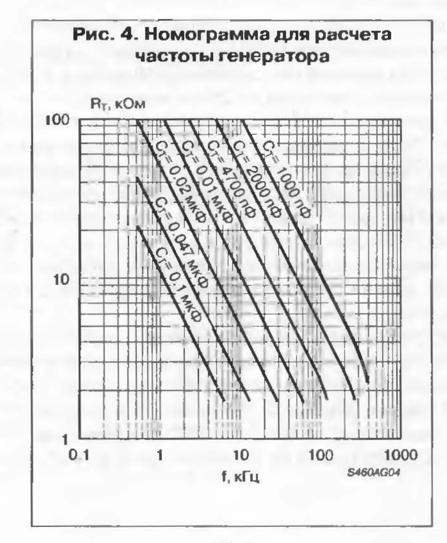


Рис. 4. Номограмма для расчета частоты генератора



ЗАМЕЧАНИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

ГЕНЕРАТОР

В генераторе микросхемы SG1524 используется внешний резистор R_T для установки постоянного тока заряда внешнего конденсатора C_T. Несмотря на то, что такая цепь потребляет больший ток, чем последовательная RC-цепочка, такое решение обеспечивает линейность пилообразного напряжения на конденсаторе C_T, которое используется как опорный сигнал для ШИМ-компаратора. Ток заряда равен 3.6 В/R_T, и его значение должно находиться между 30 мкА и 2 мА. Диапазон величин для R_T равен 1.8...100 кОм.

Диапазон значений для емкости C_T также имеет пределы, так как время разряда C_T определяет ширину выходных импульсов генератора. Эти импульсы используются (помимо всего прочего) как импульсы стробирования выхода, чтобы быть уверенными, что не имеется никакой возможности одновременного открывания обоих выходов. Временные соотношения для "мертвого" времени на выходе показаны на **Рис. 3**. Импульс длительностью менее 0.35 мкс может не вызвать переключение внутреннего триггера. Это ограничивает минимальное значение C_T величиной 1000 пФ. (*Хотя выход генератора удобно использовать для подключения входа синхронизации осциллографа, емкость щупа будет слегка увеличивать длительность импульса и уменьшать частоту генератора.*) Очевидно, что верхний предел длительности импульса определяется диапазоном модуляции, необходимым для источника питания на выбранной частоте переключения. Практически, значения емкости C_T попадают между 1000 пФ и 0.1 мкФ, хотя успешно работают генераторы на частоту 120 Гц при значениях емкости 5 мкФ и сопротивления последовательного резистора 100 Ом.

Частота генератора равна приблизительно $1/(R_T \times C_T)$, где R выражается в омах, C выражается в микрофарадах, и частота выражается в мегагерцах. Для большей точности дается номограмма на **Рис. 4**, используемая для широкого диапазона рабочих частот.

Заметим, что для схемотехники понижающего стабилизатора оба выхода могут быть объединены функцией монтажного ИЛИ для эффективного диапазона длительностей рабочего цикла (0 ... 90%). Для этой схемотехники частота переключения на выходе такая же, как частота генератора. Для двухтактных применений, где выходы используются раздельно, триггер сужает диапазон длительности рабочего цикла на каждом выходе от 0 до 45%, и эффективная частота переключения в трансформаторе равняется половине частоты генератора.

Если желательно синхронизировать SG1524 внешними тактовыми импульсами, импульсы положительной полярности могут подаваться на вывод [3]. Генератор должен быть использован с такими значениями R_T и C_T, которые вызывают его свободную генерацию на частоте, равной 90% от частоты внешней синхронизации. Импульсы синхронизации с максимальным значением напряжения логического нуля, равным +0.3 В, и минимальным значением напряжения логической единицы, равным +2.4 В, подаваемые на вывод [3] от внешнего источника, запирают генератор. Минимальная длительность импульсов синхронизации должна быть 200 нс, а максимальная — определяется длительностью "мертвого" времени. Ни в коем случае нельзя подавать на вывод [3] импульсы с напряжением ниже, чем –0.3 В и выше, чем +5.0 В. Номинальная величина сопротивления между землей и выводом [3], равная 3.2 кОм, изменяется при превышении температуры на ±25%.

Если надо синхронизировать две или больше микросхем SG1524, для задания желаемой частоты необходимо установить значения R_T и C_T только у ведущей микросхемы. У ведомых микросхем выводы R_T остаются свободными, выводы C_T и выводы OSC соединяются, соответственно, с выводами C_T и выводами OSC ведущей микросхемы. Так как вывод C_T имеет высокий импеданс, такая схемотехника работает лучше всего, когда все устройства расположены близко друг к другу.

ОГРАНИЧЕНИЕ ТОКА

Схема ограничения тока в микросхеме SG1524 показана на **Рис. 5**. Считая падение напряжения на R1 незначительным, найдем пороговое напряжение, при котором происходит ограничение тока:

$$V_{CL} = V_{BE}(Q1) + I_1 \times R2 - V_{BE}(Q2) = I_1 \times R2 \approx 200 \text{ мВ},$$

где V_{BE} (Q1) и V_{BE} (Q2) — это напряжение эмиттер-база, соответственно, транзисторов Q1 и Q2

Хотя эта схема обеспечивает относительно низкое пороговое напряжение с незначительным температурным коэффициентом, из-за простоты имеются некоторые ограничения для ее использования.

Наиболее важное — ограниченный диапазон синфазного сигнала: ±0.3 В от напряжения земли. Это требует считывания значений тока в шине земли или шине возврата тока источника питания. Также предосторожности должны быть приняты для того, чтобы паразитный диод подложки микросхемы не открывался даже при переходных процессах. Чтобы достигнуть этого, в некоторых случаях может потребоваться подключить диод Шоттки к выводу [5].

Второй важный фактор, который мы рассмотрим, заключается в том, что время отклика является относительно большим. Токоограничивающий усилитель внутренне скомпенсирован элементами R1, C1 и Q1 и имеет спад частотной характеристики ниже 300 Гц.

Третий фактор, который мы рассмотрим, — это ток смещения входов токоограничивающего усилителя. Из вывода [4] вытекает постоянный ток, равный приблизительно 150 мкА, а из вывода [5] вытекает переменный ток величиной от 0 до 150 мкА. В результате, эквивалентный импеданс источника сигнала для входов токоограничивающего усилителя должен быть меньше, чем 50 Ом, чтобы сохранить ошибку порогового напряжения на уровне, меньшем 5%.

Так как усиление этой схемы относительно низко (42 дБ), имеется переходная область, поскольку токоограничивающий усилитель принимает импульсы от усилителя ошибки. При тестировании пороговое напряжение определяется как входное напряжение токоограничивающего усилителя, необходимое для того, чтобы получить длительность рабочего цикла 25% (+2 В на выходе усилителя ошибки) при сигнале усилителя ошибки, соответствующем максимальной длительности рабочего цикла.

ЗАМЕЧАНИЕ ПО ПРИМЕНЕНИЮ: *Если у микросхемы SG1524 функция ограничения тока не используется, ограниченный диапазон синфазного сигнала требует, чтобы оба входа токоограничивающего усилителя были заземлены.*

Рис. 5. Схема ограничения тока в микросхеме SG1524

СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ

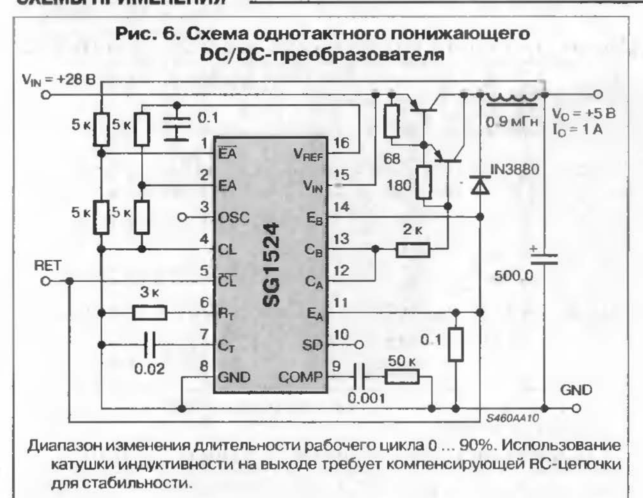


Рис. 6. Схема однотактного понижающего DC/DC-преобразователя

Диапазон изменения длительности рабочего цикла 0 ... 90%. Использование катушки индуктивности на выходе требует компенсирующей RC-цепочки для стабильности.

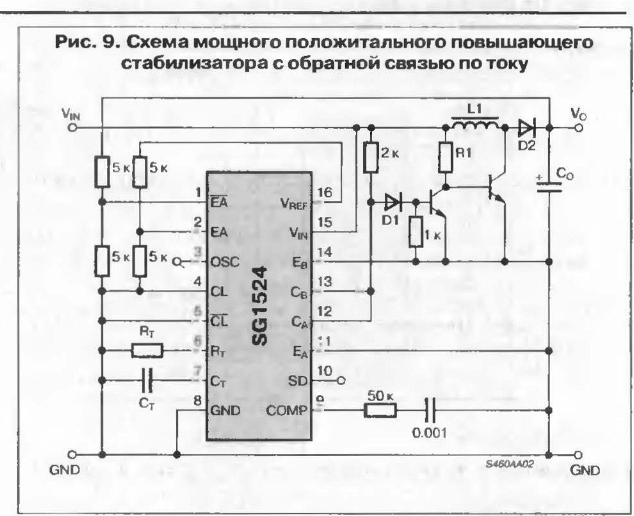


Рис. 9. Схема мощного положительного повышающего стабилизатора с обратной связью по току

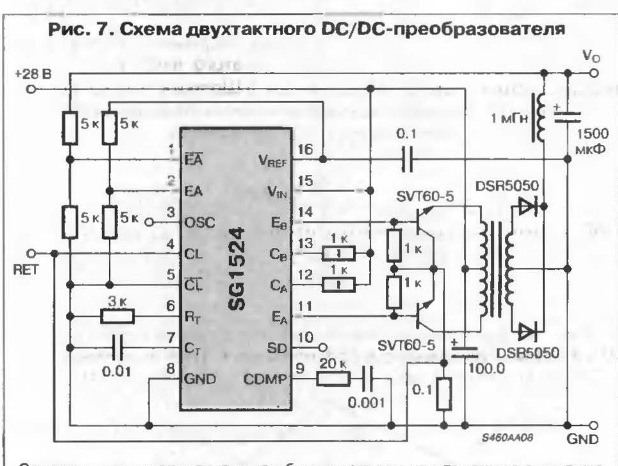


Рис. 7. Схема двухтактного DC/DC-преобразователя

Заметим, что генератор должен быть настроен на удвоенную выходную частоту, так как внутренний триггер микросхемы переключает ШИМ-сигнал с одного выхода на другой и делит частоту генератора на два. Схема ограничения тока выполнена здесь в цепи первичной обмотки таким образом, чтобы уменьшение длительности импульса вызывало насыщение трансформатора.

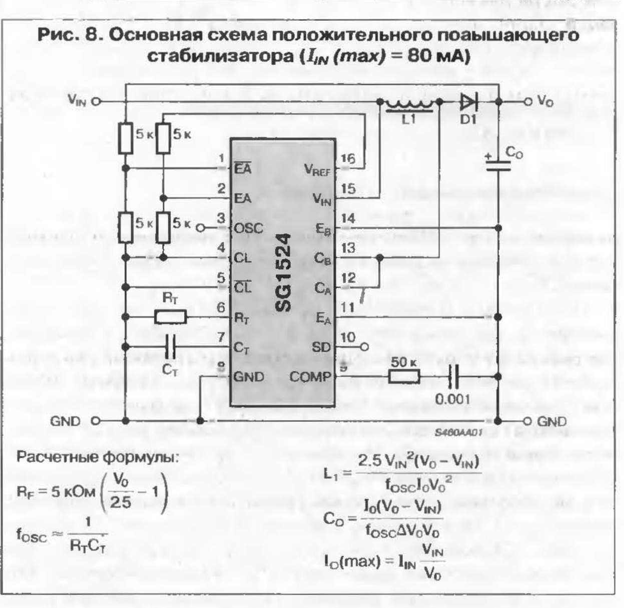


Рис. 8. Основная схема положительного повышающего стабилизатора (I_{IN} *(max)* = 80 мА)

Расчетные формулы:

$$R_F = 5\ кОм\left(\frac{V_O}{25} - 1\right)$$

$$f_{OSC} \approx \frac{1}{R_T C_T}$$

$$L_1 = \frac{2.5\,V_{IN}^2 (V_O - V_{IN})}{f_{OSC} I_O V_O^2}$$

$$C_O = \frac{I_O (V_O - V_{IN})}{f_{OSC} \Delta V_O V_O}$$

$$I_O(max) = I_{IN} \frac{V_{IN}}{V_O}$$

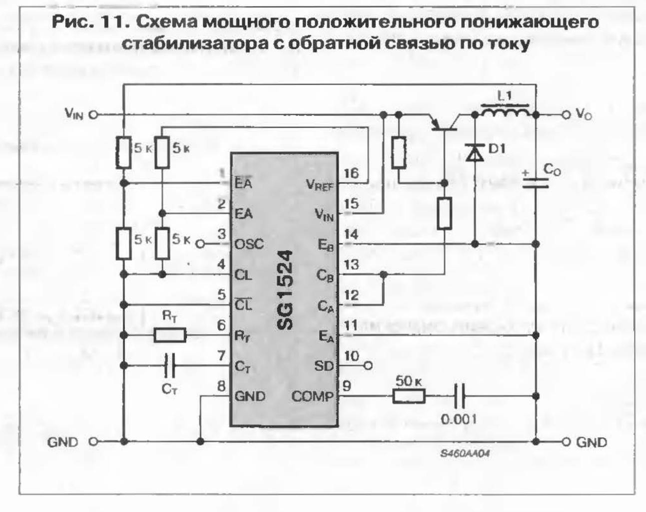
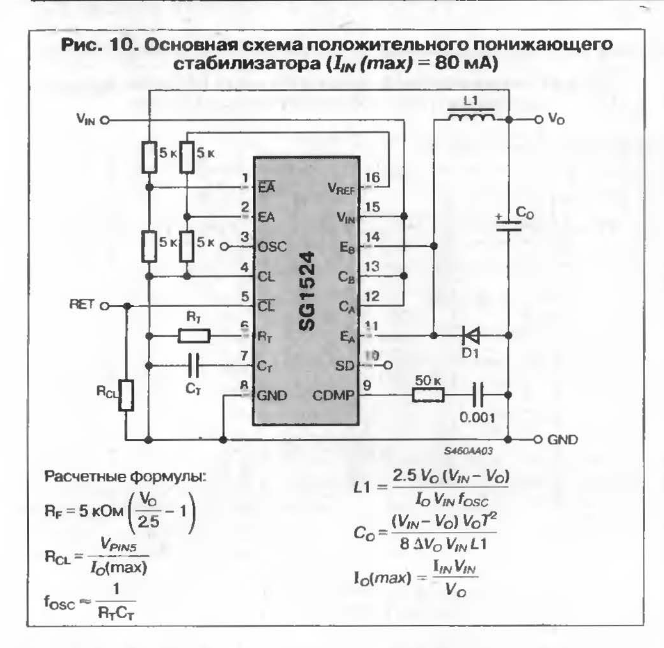


Рис. 11. Схема мощного положительного понижающего стабилизатора с обратной связью по току

6

Рис. 10. Основная схема положительного понижающего стабилизатора (I_{IN} (max) = 80 мА)



Расчетные формулы:

$$R_F = 5\ \text{кОм}\left(\frac{V_O}{2.5} - 1\right)$$

$$R_{CL} = \frac{V_{PIN5}}{I_O(\max)}$$

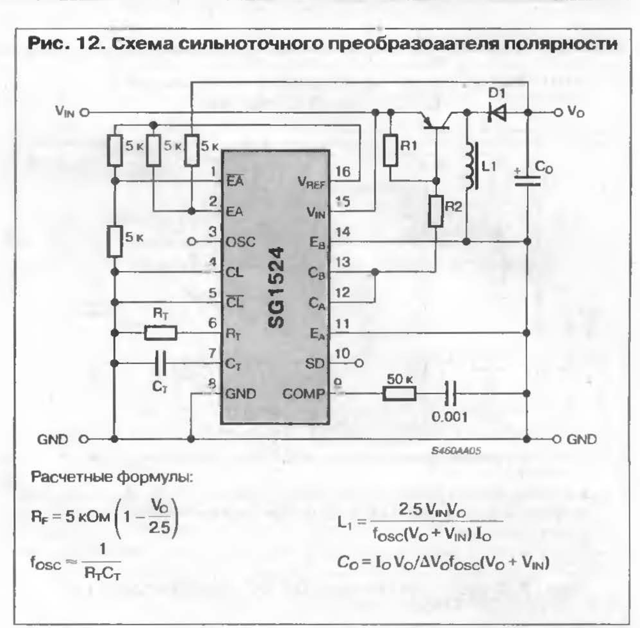
$$f_{OSC} \approx \frac{1}{R_T C_T}$$

$$L1 = \frac{2.5\,V_O\,(V_{IN} - V_O)}{I_O\,V_{IN}\,f_{OSC}}$$

$$C_O = \frac{(V_{IN} - V_O)\,V_O T^2}{8\,\Delta V_O\,V_{IN}\,L1}$$

$$I_O(max) = \frac{I_{IN} V_{IN}}{V_O}$$

Рис. 12. Схема сильноточного преобразователя полярности



Расчетные формулы:

$$R_F = 5\ \text{кОм}\left(1 - \frac{V_O}{2.5}\right)$$

$$f_{OSC} \approx \frac{1}{R_T C_T}$$

$$L_1 = \frac{2.5\,V_{IN} V_O}{f_{OSC}(V_O + V_{IN})\,I_O}$$

$$C_O = I_O V_O / \Delta V_O f_{OSC}(V_O + V_{IN})$$

БАЗОВАЯ СХЕМА ИМПУЛЬСНОГО СТАБИЛИЗАТОРА; ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА

Понижающй импульсный стабилизатор

Базовая структурная схема понижающего импульсного стабилизатора показана на **Рис. 13**, а практическая схема показана на **Рис. 17**.

Работа схемы: Транзистор Q1 используется как ключ, который переходит в состояния ВКЛЮЧЕНО и ВЫКЛЮЧЕНО с помощью сигнала ШИМ-модулятора. Когда транзистор Q1 находится в состоянии ВКЛЮЧЕНО, энергия, поступающая от V_{IN}, прикладывается к нагрузке через дроссель L1; напряжение V_A приблизительно равно V_{IN}, диод D1 смещен в обратную сторону, а конденсатор C1 заряжается. Когда транзистор Q1 переходит в состояние ВЫКЛЮЧЕНО, накопленная в дросселе энергия позволяет сохранить ток, протекающий через него, диод D1 открывается, и ток нагрузки протекает через D1 и L1. Напряжение V_A сглаживается дросселем L1 и конденсатором C1, обеспечивая постоянный ток на выходе. Ток, протекающий через L1, равен номинальному постоянному току нагрузки плюс некоторая величина ΔI_L, получающаяся благодаря изменениям напряжения на дросселе. Хорошее правило: установить $\Delta I_L(p\text{-}p) \cong 40\% I_O$.

Рассмотрим равенства:

$$V_L = L\frac{di}{dt},$$

$$\Delta I_L \cong \frac{V_L T}{L1},$$

$$\Delta I_L{+} = \frac{(V_{IN} - V_O)\,t_{ON}}{L1},$$

$$\Delta I_L{-} = \frac{V_O t_{OFF}}{L1}.$$

Пренебрегая V_{SAT}, V_D и, принимая $\Delta I_L{+} = \Delta I_L{-}$:

$$V_O \cong V_{IN}\left(\frac{t_{ON}}{t_{OFF} + t_{ON}}\right) = V_{IN}\left(\frac{t_{ON}}{T}\right),$$

где T — период.

Рис. 13. Базовая структурная схема понижающего импульсного стабилизатора

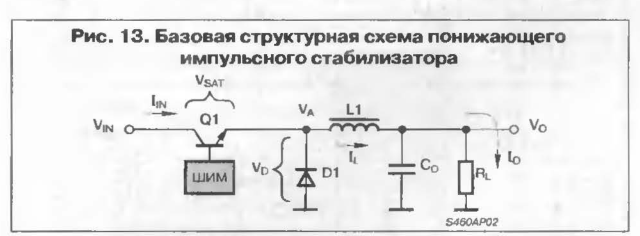


Рис. 14. Временные диаграммы для базовой структурной схемы понижающего импульсного стабилизатора

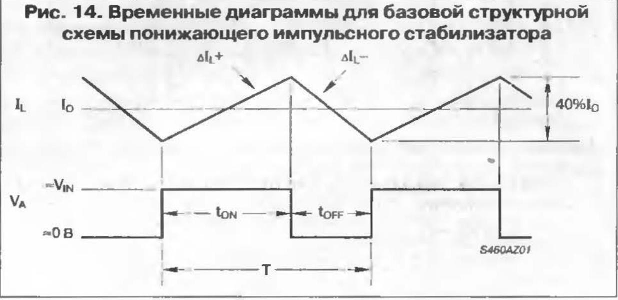


Рис. 15. Временные диаграммы, иллюстрирующие протекание тока через дроссель

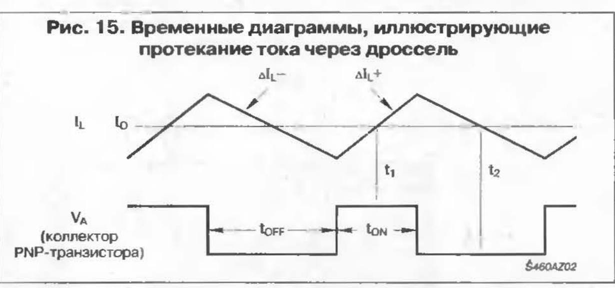
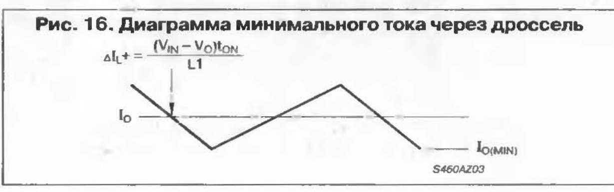


Рис. 16. Диаграмма минимального тока через дроссель



Выше показаны соотношения между V_{IN}, V_O и длительностью рабочего цикла.

$$I_{IN}(DC) = I_{OUT}(DC)\left(\frac{t_{ON}}{t_{OFF} + t_{ON}}\right),$$

т.к. транзистор Q1 открыт только в течении времени t_{ON}.

$$P_{IN} = I_{IN}(DC) \times V_{IN} = I_O(DC)\left(\frac{t_{ON}}{t_{OFF} + t_{ON}}\right) V_{IN}$$

$$P_O = I_O \times V_O.$$

Величина КПД схемы равна:

$$\eta\,(max) = \frac{P_O}{P_{IN}} = I_O V_O / [I_O \times V_{IN} \frac{t_{ON}}{T} + I_O \times (V_{SAT} t_{ON} + V_{D1} t_{OFF})/T] =$$

$$= \frac{V_O}{V_O + 1}$$

при $V_{SAT} = V_{D1} = 1$ В.

Величина КПД уменьшается из-за потерь при переключении транзистора Q1. Поэтому транзистор Q1 необходимо выбирать с максимально возможной частотой f_T, чтобы получить минимальные времена нарастания и спада.

Расчет индуктивности дросселя L1

$$t_{ON} = \frac{(\Delta I_L+) \times L1}{V_{IN} - V_O} \qquad t_{OFF} = \frac{(\Delta I_L-) \times L1}{V_O}$$

$$t_{ON} + t_{OFF} = T = \frac{(\Delta I_L+) \times L1}{V_{IN} - V_O} + \frac{(\Delta I_L-) \times L1}{V_O} =$$

$$= \frac{0.4\, I_O L1}{V_{IN} - V_O} + \frac{0.4\, I_O L1}{V_O},$$

так как $\Delta I_L+ = \Delta I_L- = 0.4 I_O$.

Получаем для величины L1:

$$L1 = \frac{2.5\, V_O(V_{IN} - V_O)}{I_O V_{IN} f},$$

где L1 измеряется в генри, а f — в герцах

Расчет емкости конденсатора фильтра C_O

На **Рис. 15** показан ток, протекающий через дроссель, относительно состояний транзистора t_{ON} и t_{OFF}. Этот ток должен протекать через нагрузку и конденсатор C_O. Таким образом, ток конденсатора C_O является разностью между I_L и I_O:

$$I_{CO} = I_L - I_O.$$

Также можно заметить, что ток протекает через C_O во вторую половину времени t_{ON} и первую половину времени t_{OFF} или во время $t_{ON}/2 + t_{OFF}/2$. Ток, протекающий за это время, равен $\Delta I_L/4$. В результате ΔV_C или ΔV_O можно выразить:

$$\Delta V_O(p{-}p) = \frac{1}{C} \times \frac{\Delta I_L}{4} \times \left(\frac{t_{ON} + t_{OFF}}{2}\right) = \frac{\Delta I_L}{4C}\left(\frac{t_{ON} + t_{OFF}}{2}\right).$$

Так как $\Delta I_L = \dfrac{V_O(T - t_{ON})}{L1}$ и $t_{ON} = \dfrac{V_O T}{V_{IN}}$,

$$\Delta V_O(p{-}p) = \frac{V_O(T - V_O T/V_{IN})}{4CL1} \times \frac{T}{2} = \frac{(V_{IN} - V_O)\, V_O T^2}{8 V_{IN} C_O L1}$$

или $C_O = \dfrac{(V_{IN} - V_O)\, V_O T^2}{8\, \Delta V_O V_{IN}\, L1}$,

где C_O измеряется в фарадах, T — величина обратная частоте переключения, а $\Delta V_O(p{-}p)$ — размах пульсаций на выходе.

Для получения максимальной стабилизации нельзя позволять току дросселя уменьшаться до нуля. Требуется некоторый минимальный ток нагрузки и, таким образом, и ток дросселя, как показано ниже:

$$I_O(min) = \frac{(V_{IN} - V_O)\, t_{ON}}{2L1} = \frac{(V_{IN} - V_O) V_O}{2 f V_{IN} L1}.$$

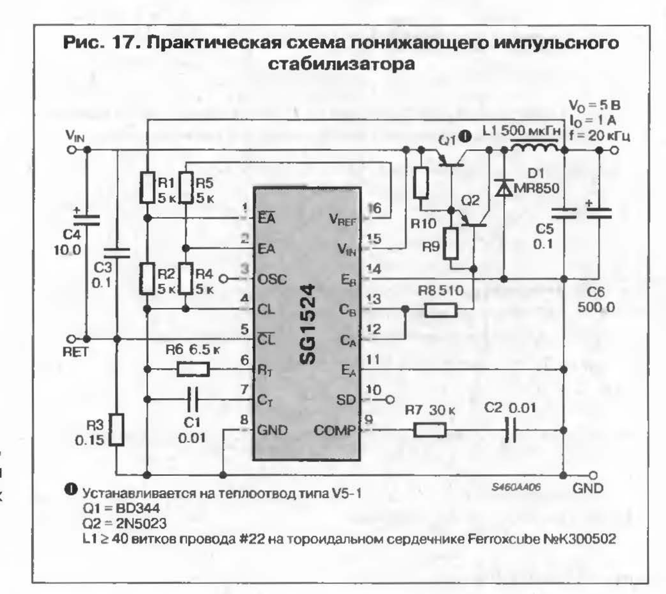
Полная практическая схема понижающего импульсного стабилизатора показана на **Рис. 17**. Транзисторы Q1 и Q2 были добавлены для увеличения выходного тока до 1 А. Выходное напряжение стабилизатора 5 В делится пополам, смещая неинвертирующий вход усилителя ошибки внутри его диапазона синфазного сигнала. Так как каждый выходной транзистор открыт на половину периода, реально на 45%, они запараллеливаются, позволяя довести длительность рабочего цикла до 90%. Это понижает требования к входному напряжению. Величина выходного напряжения равна:

$$V_O = V_{NI}\left(1 + \frac{R1}{R2}\right),$$

где V_{NI} — напряжение на неинвертирующем входе усилителя ошибки. Резистор R3 устанавливает величину ограничения тока:

$$\frac{200 \text{ мВ}}{R3} = \frac{200 \text{ мВ}}{0.15} = 1.3 \text{ А}.$$

Рис. 17. Практическая схема понижающего импульсного стабилизатора



❶ Устанавливается на теплоотвод типа V5-1
Q1 = BD344
Q2 = 2N5023
L1 ≥ 40 витков провода #22 на тороидальном сердечнике Ferroxcube №K300502

Табл. 1. Характеристики практической схемы понижающего импульсного стабилизатора

Параметр	Условия	Величина
Выходное напряжение	V_{IN} = 10 В, I_O = 1 А	5 В
Частота переключения	V_{IN} = 10 В, I_O = 1 А	20 кГц
Величина ограничения тока	V_{IN} = 10 В	1.3 А
Нестабильность по току	V_{IN} = 10 В, I_O = 0.2 – 1 А	3 мВ
Нестабильность по напряжению	ΔV_{IN} = 10 – 20 В, I_O = 1 А	6 мВ
КПД	V_{IN} = 10 В, I_O = 1 А	80%
Величина пульсаций на выходе	V_{IN} = 10 В, I_O = 1 А	10 мВ (p-p)

6

Повышающй импульсный стабилизатор

На **Рис. 18** показана базовая структурная схема повышающего импульсного стабилизатора. В этой схеме транзистор Q1 используется как ключ для попеременного приложения напряжения V_{IN} к дросселю L1. В течении времени t_{ON} транзистор Q1 открыт, и энергия от V_{IN} запасается в дросселе L1. Диод D1 смещен в обратном направлении, и ток I_O обеспечивается заряженным конденсатором C_O. После закрывания транзистора Q1 (в течении времени t_{OFF}). Напряжение $V1$ будет нарастать до момента открывания диода D1. Выходной ток в это время протекает через L1, D1 и нагрузку и подзаряжает конденсатор C_O. Здесь, также как в понижающем стабилизаторе, ток, протекающий через дроссель, имеет постоянную составляющую и некоторую переменную составляющую ΔI_L. Величина ΔI_L снова выбирается равной приблизительно 40% от I_L.

Рис. 18. Базоввя структурная схемв повышающего импульсного ствбилизатора

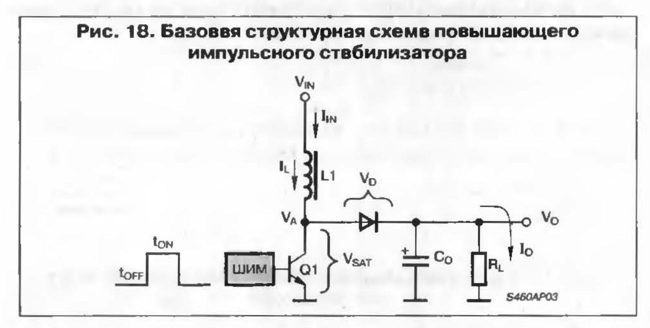


Рис. 19. Временные дивграммы для базовой структурной схемы повышающего импульсного стабилизатора

ΔIL+ ΔIL− IL IL(пост.) ≈40%IL (пост.) V1 ≈VO ≈0 В tON tOFF T S460AZ04

Так как $\Delta I_L = \dfrac{V_L T}{L}$, $\Delta I_L + \cong \dfrac{V_{IN} t_{ON}}{L1}$ и $\Delta I_L - \cong \dfrac{(V_O - V_{IN}) t_{OFF}}{L1}$,

следовательно $\Delta I_L + = \Delta I_L -$, $V_{IN} \times t_{ON} = V_O \times t_{OFF} - V_{IN} \times t_{OFF}$, и, пренебрегая V_{SAT} и V_{D1}, получим:

$$V_O \cong V_{IN}\left(1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}}\right).$$

Это равенство иллюстрирует соотношение между V_{IN}, V_O и длительностью рабочего цикла.

При расчете входного тока, который равен постоянной составляющей тока дросселя, принимаем значение $\eta = 100\%$:

$$P_{IN} = I_{IN}(DC) \times V_{IN}$$

$$P_{OUT} = I_O \times V_O = I_O V_{IN}\left(1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}}\right).$$

При $\eta = 100\%$, $P_{OUT} = P_{IN}$

$$I_O \times V_{IN}\left(1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}}\right) = I_{IN}(DC) V_{IN}$$

$$I_{IN}(DC) = I_O\left(1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}}\right).$$

Это равенство показывает, что входной ток или ток дросселя больше выходного тока на величину $(1 + t_{ON}/t_{OFF})$. Так как эта величина определяется как отношение между V_O и V_{IN}, ток $I_{IN}(DC)$ можно также выразить как:

$$I_{IN}(DC) = I_O\left(\frac{V_O}{V_{IN}}\right)$$

До сих пор принималось значение $\eta = 100\%$, реальный КПД или η (max) должен быть немного меньше в то время, когда транзистор Q1 находится в состоянии насыщения, или к диоду D1 приложено открывающее напряжение. Внутренние потери мощности в это время вызываются протеканием среднего тока I_L или I_{IN} через транзистор или диод. Для $V_{SAT} = V_{D1} = 1$ В эти потери мощности равны I_{IN}(DC) × (1 В) × $\eta\,(max)$ и тогда:

$$\eta\,(max) = \frac{P_O}{P_{IN}} = \frac{V_O I_O}{V_O I_O + I_{IN} \times (1\,B)} = \frac{V_O I_O}{V_O I_O + I_O(1 + t_{ON}/t_{OFF})}.$$

При $V_O = V_{IN}\left(1 + \dfrac{t_{ON}}{t_{OFF}}\right)$

$$\eta\,(max) = \frac{V_{IN}}{V_{IN} + 1}.$$

Это равенство выражает только потери для постоянной составляющей, реальный $\eta\,(max)$ еще ниже во время переключения транзистора Q1 или диода D1.

При расчете емкости выходного конденсатора C_O можно заметить, что емкость C_O питается током I_O только в течение времени t_{ON}. Напряжение заряда, приложенное к C_O, в это время равно некоторой величине $\Delta V_C = \Delta V_O$, равной величине пульсаций на выходе стабилизатора. Вычислим величину емкости C_O:

$$\Delta V_O = \frac{I_O t_{ON}}{C_O} \qquad \text{или } C_O = \frac{I_O t_{ON}}{\Delta V_O}.$$

При $V_O = V_{IN}\left(\dfrac{T}{t_{OFF}}\right)$; $\qquad t_{OFF} = \left(\dfrac{V_{IN}}{V_O}\right) T$.

где $T = t_{ON} + t_{OFF} = 1/f$.

$$t_{ON} = T - \frac{V_{IN}}{V_O} T = T\left(\frac{V_O - V_{IN}}{V_O}\right), \qquad \text{следовательно:}$$

$$C_O = \frac{I_O T (V_O - V_{IN}/V_O)}{\Delta V_O} = \frac{I_O (V_O - V_{IN})}{f \Delta V_O V_O},$$

где C_O измеряется в фарадах, f — частота переключения, ΔV_O — пиковое напряжение пульсаций на выходе.

Вычисляем индуктивность дросселя L1, как показано ниже:

$$L1 = \frac{V_{IN} t_{ON}}{\Delta I_L +}.$$

Т.к. в течение времени t_{ON} напряжение V_{IN} приложено к L1

$$\Delta I_L\,(p\text{-}p) = 0.4 I_L = 0.41\ I_{IN} = 0.4 I_O\left(\frac{V_O}{V_{IN}}\right),$$

следовательно:

$$L1 = \frac{V_{IN} t_{ON}}{0.4\, I_O (V_O/V_{IN})} \qquad \text{и, т.к. } t_{ON} = T\frac{(V_O - V_{IN})}{V_O}$$

$$L1 = (2.5 V_{IN}^2 (V_O - V_{IN}))/f I_O V_O,$$

где L1 выражается в генри, а частота переключения f в герцах.

Полный повышающий импульсный стабилизатор, построенный согласно вышеизложенной теории, показан на **Рис. 20**. Так как напряжение V_{IN} равно 5 В, то оно подается на вывод опорного напряжения V_{REF}. Входное напряжение делится на два, смещая инвертирующий вход усилителя ошибки. Выходное напряжение равно:

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \times V_{INV} = 2.5 \times \left(1 + \frac{R2}{R1}\right),$$

где V_{INV} — напряжение на инвертирующем входе усилителя ошибки.

Цепочка D1, C1 необходима для мягкого запуска. Она сохраняет выход усилителя ошибки в низком состоянии, таким образом уменьшая длительность рабочего цикла до минимума. Без цепи мягкого запуска дроссель может насыщаться при включении потому, что для заряда выходного конденсатора от 0 В через дроссель от источника питания будет протекать большой пиковый ток. Изменения входного напряжения будут компенсироваться, как показано на **Рис. 23**, если подавать опорное напряжение на неинвертирующий вход усилителя ошибки. На микросхеме SG1524 также можно построить безиндукторный импульсный стабилизатор. На **Рис. 21** показана схема преобразователя полярности, который обеспечивает на выходе нерегулируемое напряжение −15 В, будучи подключен к коллектору мощного транзистора в схеме на **Рис. 20**.

На **Рис. 22** показана схема балластного устройства для питания люминесцентной лампы. Как видно из схемы, микросхема SG1524 и трансформатор T1 преобразуют постоянное входное напряжение 24 В в напряжение 1500 В, необходимое для включения лампы типа 11SC2 фирмы UVP. При замыкании ключа S1 на выводе [11] микросхемы появляется высокий уровень сигнала, что обеспечивает возникновение высоковольтного импульса прямоугольной формы на вторичной обмотке трансформатора. После начала протекания тока через первичную обмотку трансформатора, вступает в действие усилитель обратной связи LM324. Воспринимая относительное значение тока, протекающего через резистивный датчик 0.2 Ом, усилитель автоматически устанавливает длительность модулирующих импульсов, следующих с частотой 20 кГц, такой, что через лампу протекает неизменный по величине переменный ток 5 мА. Использование двухтактного выхода и трансформатора со средней точкой обеспечивает симметрию прямоугольных импульсов относительно нулевой шины, что исключает миграцию и результирующее накопление ионов в области катода лампы, тем самым повышая срок ее службы.

Рис. 20. Схема повышающего импульсного стабилизатора на 15 В, 0.5 А

L1 ≥ 25 витков провода №24 на тороидальном сердечнике Ferroxcube №K300502

Рис. 22. Схема балластного устройства для питания люминесцентной лампы

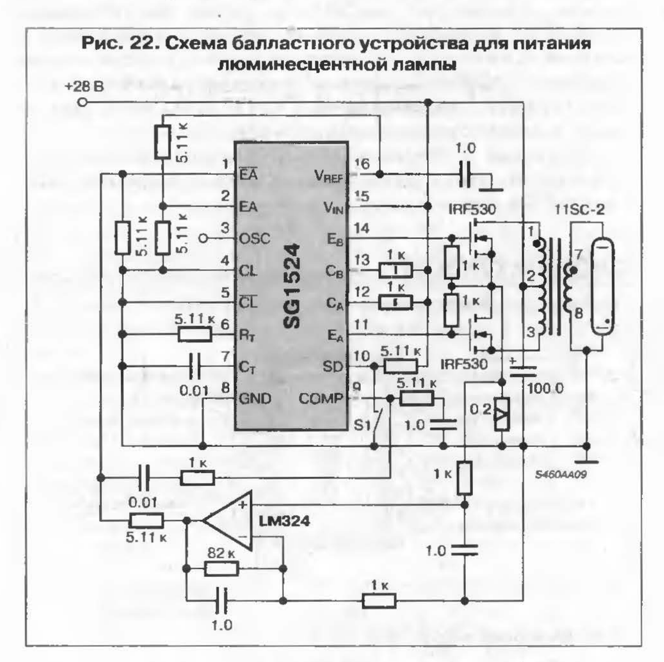


Рис. 21. Схема преобразователя полярности

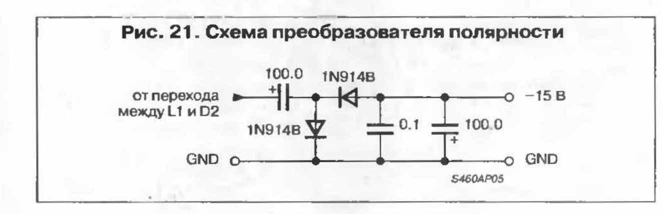
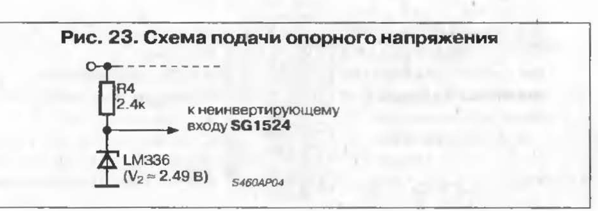


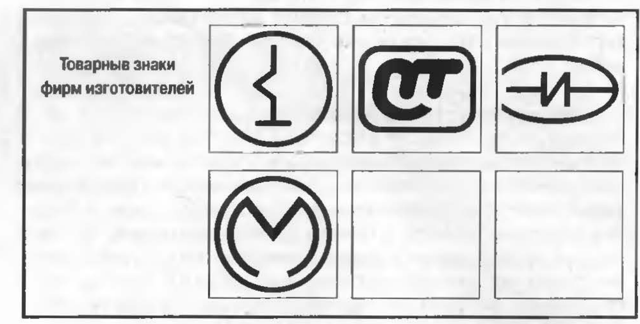
Рис. 23. Схема подачи опорного напряжения



6

ДВУХТАКТНЫЕ ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ 1114ЕУ3/4/5

Аналоги:
1114ЕУ3/4 — TL494
1114ЕУ5 — TL195



ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы 1114ЕУ3/4/5 представляют из себя ШИМ-контроллеры и содержат все необходимые блоки для построения двухтактного импульсного источника питания. Следует обратить внимание на измененный по отношению к аналогу порядок выводов микросхемы 1114ЕУ3. (**Осторожно! Встречаются приборы в корпусе 1102.9-5, отмаркированные КР1114ЕУ3, хотя, судя по всему, они являются аналогами TDA4600/1!**).

Типономинал 1114ЕУ3 выпускается в металлокерамическом корпусе 4112.16-15.01, а типономинал 1114ЕУ4 — в пластмассовом корпусе 2104.18-4.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Металлокерамический корпус типа 4112.16-15.01

ОСОБЕННОСТИ

- **Напряжение питания:**
  - **для 1114ЕУ3 .... 9...36 В**
  - **для 1114ЕУ4/5 .... 8...40 В**
- **Коммутируемое напряжение .... 2...40 В**
- **Частота коммутации:**
  - **для 1114ЕУ3 .... 4...400 кГц**
  - **для 1114ЕУ4/5 .... 1...300 кГц**
- **Температура кристалла .... 175°С**
- **Тепловое сопротивление:**
  - **для 1114ЕУ3 .... 50°С/Вт**
  - **для 1114ЕУ4/5 .... 60°С/Вт**
- **Диапазон рабочих температур:**
  - **для 1114ЕУ3 .... –60...+125°С**
  - **для 1114ЕУ4/5 .... –10...+70°С**

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	ТУ	Фирма
1114ЕУ3	4112.16-15.01	бКО.347.300-02ТУ	
В1114ЕУ3-4	б/к	бКО.347.631-01ТУ	
КР1114ЕУ4	238.16-1	бКО.348.901-02ТУ	
КР1114ЕУ5	2104.18-4		

Пластмассовый корпус типа 238.16-1

Пластмассовый корпус типа 2104.18-4

(вид сверху)

1-й УС ошибки: Неинверт. вход	IN1	1	18	IN2	Неинверт. вход (2-й УС ошибки)
Инверт. вход	IN1	2	17	IN2	Инверт. вход
Вход ОС	FB	3	16	V_{REF}	Опорное напряжение
Управление задержкой	DTC	4	15	V_Z	Выход стабилитрона
Конденсатор генератора	C_T	5	14	OTC	Вход выбора ражима работы
Резистор генератора	R_T	6	13	STR	Управление триггером
Общий	GND	7	12	V_{CC}	Напряжение питания
Коллектор 1-го транзистора	C1	8	11	C2	Коллектор 2-го транзистора
Эмиттер 1-го транзистора	E1	9	10	E2	Эмиттер 2-го транзистора

1114ЕУ5

S4611C03

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы TL494/5, См. стр. 233.

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеет отличий от схем включения TL494/5, См. стр. 23В.

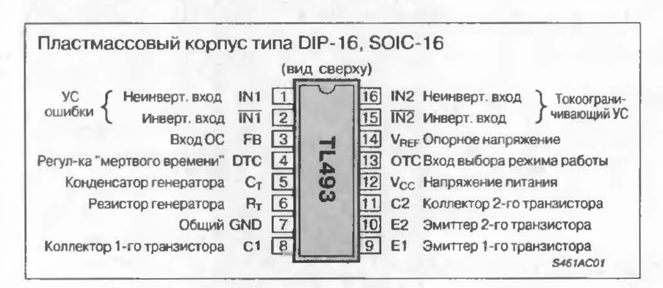
TL493/4/5

СЕМЕЙСТВО ШИМ-КОНТРОЛЛЕРОВ

ОСОБЕННОСТИ

- Полный набор функций ШИМ-управления
- Выходной втекающий или вытекающий ток каждого выхода .... 200 мА
- Возможна работа в однотактном или двухтактном режиме
- Встроенная схема подавления сдвоенных импульсов
- Широкий диапазон регулировки
- Выходное опорное напряжение .... 5 В±5%
- Просто организуемая внешняя синхронизация
- Встроенный токоограничивающий усилитель (только для TL493)
- Встроенный стабилитрон на 39 В (только для TL495)
- Дополнительный вывод управления триггером (только для TL495)

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



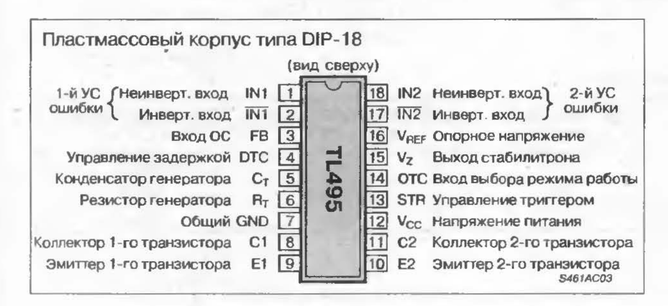
Корпус типа: DIP-16, SOIC-16, CERDIP-16

(вид сверху)

TL494

		Вывод			
1-й УС ошибки: Неинверт. вход	IN1	1	16	IN2	Неинверт. вход (2-й УС ошибки)
1-й УС ошибки: Инверт. вход	$\overline{IN1}$	2	15	$\overline{IN2}$	Инверт. вход (2-й УС ошибки)
Вход ОС	FB	3	14	V_{REF}	Опорное напряжение
Управление задержкой	DTC	4	13	OTC	Вход выбора режима работы
Конденсатор генератора	C_T	5	12	V_{CC}	Напряжение питания
Резистор генератора	R_T	6	11	C2	Коллектор 2-го транзистора
Общий	GND	7	10	E2	Эмиттер 2-го транзистора
Коллектор 1-го транзистора	C1	8	9	E1	Эмиттер 1-го транзистора

S461AC02



ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

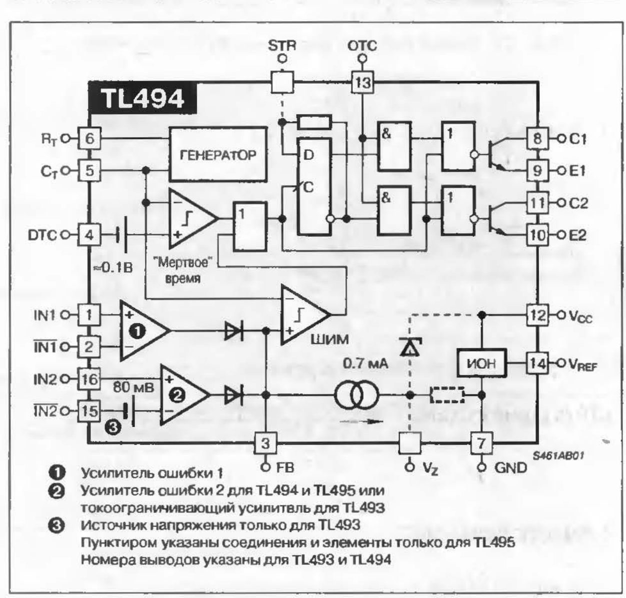
Специально созданные для управления ИВП микросхемы TL493/4/5 обеспечивают разработчику расширенные возможности при конструировании схем управления ИВП. Приборы TL493/4/5 включают в себя усилитель ошибки, встроенный регулируемый генератор, компаратор регулировки "мертвого" времени, триггер управления, прецизионный ИОН на 5 В и схему управления выходным каскадом. Усилитель ошибки выдает синфазное напряжение в диапазоне –0.3...(V_{CC} – 2) В. Компаратор регулировки "мертвого" времени имеет постоянное смещение, которое ограничивает минимальную длительность "мертвого" времени величиной порядка 5%.

Допускается синхронизация встроенного генератора при помощи подключения вывода R_T к выходу опорного напряжения и подачи входного пилообразного напряжения на вывод C_T, что используется при синхронной работе нескольких схем ИВП (См. **Рис. 13**).

Независимые выходные формирователи на транзисторах обеспечивают возможность работы выходного каскада по схеме с общим эмиттером либо по схеме эмиттерного повторителя. Выходной каскад микросхем TL493/4/5 работает в однотактном или двухтактном режиме с возможностью выбора режима с помощью специального входа. Встроенная схема контролирует каждый выход и запрещает выдачу сдвоенного импульса в двухтактном режиме.

Приборы, имеющие суффикс I, гарантируют нормальную работу в диапазоне температур –25...85°C, с суффиксом C гарантируют нормальную работу в диапазоне температур 0...70°C.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



❶ Усилитель ошибки 1
❷ Усилитель ошибки 2 для TL494 и TL495 или токоограничивающий усилитель для TL493
❸ Источник напряжения только для TL493
Пунктиром указаны соединения и элементы только для TL495
Номера выводов указаны для TL493 и TL494

6

ПРЕДЕЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение питания, V_{CC} (Прим. 1) . . . . 41 В
Входное напряжение усилителя . . . . (V_{CC} + 0.3) В
Выходное напряжение коллектора . . . . 41 В
Выходной ток коллектора . . . . 250 мА
Общая мощность рассеивания
в непрерывном режиме (Прим. 2) . . . . См. таблицу
Рабочий диапазон температур окружающей среды:
с суффиксом I . . . . –25...+85°C
с суффиксом C . . . . 0...+70°C
Диапазон температур хранения . . . . –65...+150°C
Температура вывода на растоянии 1.6 мм (1/16") от корпуса (пайка 60 с):
корпус типа CERDIP-16 . . . . 300°C
корпус типа DIP-16, DIP-18, SOIC-16 . . . . 260°C

Примечания:

1. Все значения напряжений, за исключением дифференциальных напряжений, измеряются относительно вывода заземления схемы.
2. При работе с температурой окружающей среды выше 25°C, уменьшение

РЕКОМЕНДУЕМЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение питания, V_{CC} . . . . 7...40 В
Входное напряжение усилителя . . . . –0.3...(V_{CC} – 2) В
Выходное напряжение коллектора . . . . 40 В
Выходной ток коллектора (каждого транзистора) . . . . 200 мА
Ток через вывод обратной связи . . . . 0.3 мА
Емкость времязадающего конденсатора C_T . . . . . . 0.047...10000 нФ
Сопротивление времязадающего резистора R_T . . . . . . 1.8...500 кОм
Частота генератора . . . . 1...300 кГц

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	T_A [°C]	Корпус	Типономинал	T_A [°C]	Корпус
TL493CD	0...+70	SOIC-16	TL494IO	–25...+85	SOIC-16
TL493CN	0...+70	DIP-16	TL494IJ	–25...+85	CERDIP-16
TL494CD	0...+70	SOIC-16	TL494IN	–25...+85	DIP-16
TL494CJ	0...+70	CERDIP-16	TL495CN	0...+70	DIP-18
TL494CN	0...+70	DIP-16	—	—	—

Рис. 1a. Конфигурация выхода по схеме с общим эмиттером

Рис. 1b. Конфигурация выхода по схеме эмиттерного повторителя

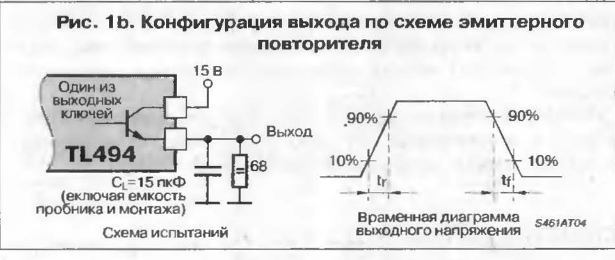


Рис. 2a. Схема снятия характеристик усилителей

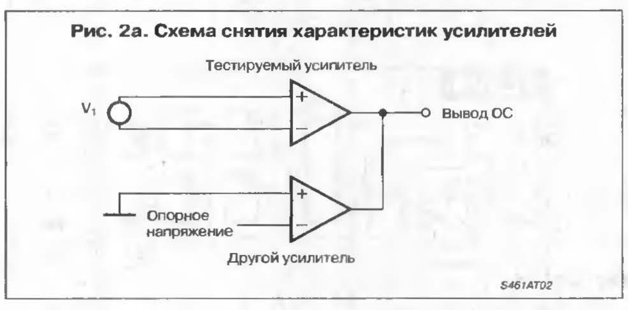


Рис. 2b. Схема снятия характеристик остальных функциональных блоков микросхемы

Табл. 1. Мощность, рассеиваемая корпусами

Корпус	Мощность рассеивания при $T_A \leq 25°C$	Фактор снижения мощности	При превышении температуры	Мощность рассеивания при $T_A \leq 70°C$	Мощность рассеивания при $T_A \leq 85°C$
SOIC-16	900 мВ	7.6 мВ/°C	25°C	608 мВ	494 мВ
CERDIP-16	1000 мВ	8.2 мВ/°C	28°C	656 мВ	533 мВ
DIP-16, DIP-18	1000 мВ	9.2 мВ/°C	41°C	736 мВ	598 мВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

При V_{CC} = 15 В, f = 10 кГц, T_A в рекомендованном рабочем диапазоне температур, если не указано иначе

Параметр		Условия	Значение			Единица измерения
			не менее	типовое	не более	
ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ						
Выходное опорное напряжение		I_O = 1мА	4.75	5	5.25	В
Нестабильность по напряжению		V_{CC} = 7...40 В	—	2	25	мВ
Нестабильность по току		I_O = 1...10 мА	—	1	15	мВ
Температурное изменение выходного напряжения		$T_A(min) \le T_A \le T_A(max)$	—	0.2	1	%
Выходной ток КЗ		V_{REF} = 0	—	35	—	мА
ГЕНЕРАТОР C_T = 0.01 мкФ, R_T = 12 кОм (См. Рис. 2b)						
Частота		C_T = 0.01мкФ, R_T = 12 кОм	—	10	—	кГц
Стандартное отклонение частоты		Значения V_{CC}, C_T, R_T и T_A постоянны	—	10	—	%
Изменение частоты в зависимости от напряжения		V_{CC} = 7...40 В, T_A = 25°C	—	0.1	—	%
Изменение частоты в зависимости от температуры		C_T = 0.01мкФ, R_T = 12 кОм, $T_A(min) \le T_A \le T_A(max)$	—	—	1	%
УСИЛИТЕЛИ (См. Рис. 2a)						
Входное напряжение смещения нуля	усилитель ошибки	$V_{O\,PIN3}$ = 2.5 В	—	2	10	мВ
	токоограничивающий усилитель	$V_{O\,PIN3}$ = 2.5 В	—	80	—	мВ
Входной ток смещения нуля		$V_{O\,PIN3}$ = 2.5 В	—	25	250	нА
Входной ток смещения		$V_{O\,PIN3}$ = 2.5 В	—	0.2	1	мкА
Диапазон изменения входного синфазного напряжения	усилитель ошибки	V_{CC} = 7...40 В	−0.3...(V_{CC} − 2)	—	—	В
	токоограничивающий усилитель	V_{CC} = 7...40 В	−0.3...3	—	—	В
Коэффициент усиления по напряжению (разомкнутый контур ОС)	усилитель ошибки	ΔV_O = 3 В, R_T = 12 кОм, V_O = 0.5...3.5 В	70	95	—	дБ
	токоограничивающий усилитель	ΔV_O = 3 В, R_T = 12 кОм, V_O = 0.5...3.5 В	—	90	—	дБ
Ширина полосы частот с постоянным коэффициентом усиления		R_T = 12 кОм, V_O = 0.5...3.5 В	—	800	—	кГц
Коэффициент подавления синфазного сигнала	усилитель ошибки	ΔV_O = 40 В, T_A = 25°C	65	80	—	дБ
	токоограничивающий усилитель	ΔV_O = 40 В, T_A = 25°C	—	70	—	дБ
Выходной ток стока (вывод [3])		V_{ID} = −0.015...−5 В, V_{PIN3} = 0.7 В	0.3	0.7	—	мА
Выходной ток истока (вывод [3])		V_{ID} = 0.015...5 В, V_{PIN3} = 3.5 В	−2	—	—	мА
ВЫХОДНОЙ КАСКАД						
Ток коллектора в закрытом состоянии		V_{CE} = 40 В, V_{CC} = 40 В	—	2	100	мкА
Ток эмиттера в закрытом состоянии		V_E = 0 В, V_{CC} = V_C = 40 В	—	—	−100	мкА
Напряжение насыщения коллектор-эмиттер	с общим эмиттером	V_E = 0 В, I_C = 200 мА	—	1.1	1.3	В
	эмиттерный повторитель	V_C = 15 В, I_E = −200 мА	—	1.5	2.5	В
Входной ток вывода управления выходом (вывод [13])		V_I = V_{REF}	—	—	3.5	мА
СХЕМА РЕГУЛИРОВКИ "МЕРТВОГО" ВРЕМЕНИ (См. Рис. 2b)						
Входной ток смещения (вывод [4])		V_I = 0...5.25 В	—	−2	−10	мкА
Максимальный рабочий цикл для каждого выхода		$V_{I\,PIN4}$ = 0 В, C_T = 0.1 мкФ, R_T = 12 кОм	—	45	—	%
Входное пороговое напряжение (вывод [4])		D_C = 0	—	3	3.3	В
		D_C = max	0	—	—	В
ШИМ КОМПАРАТОР (См. Рис. 2b)						
Входное пороговое напряжение (вывод [3])		D_C = 0	—	4	4.5	В
Втекающий ток по выводу [3]		V_{PIN3} = 0.7 В	0.3	0.7	—	мА
ВЫВОД УПРАВЛЕНИЯ ТРИГГЕРОМ (ТОЛЬКО ДЛЯ T495)						
Входной ток вывода управления триггером		V_I = 0.4 В	—	—	−200	мкА
		V_I = 2.4 В	—	—	200	мкА
СТАБИЛИТРОН (ТОЛЬКО ДЛЯ T495)						
Напряжение пробоя		V_{CC} = 41 В, I_Z = 2 мА	—	39	—	В
Втекающий ток по выводу [15]		$V_{I\,PIN15}$ = 1 В	—	0.3	—	мА
МИКРОСХЕМА В ЦЕЛОМ						
Ток потребления в дежурном режиме		V_{PIN6} = V_{REF}, V_{CC} = 15 В, остальные выводы свободны	—	6	10	мА
		V_{PIN6} = V_{REF}, V_{CC} = 40 В, остальные выводы свободны	—	9	15	мА
Средний ток потребления		$V_{I\,PIN4}$ = 2 В	—	7.5	—	мА
Время нарастания выходного напряжения		конфигурация с общим эмиттером, см. **Рис. 1a**	—	100	200	нс
Время спада выходного напряжения			—	25	100	нс
Время нарастания выходного напряжения		конфигурация эмиттерного повторителя, см. **Рис. 1b**	—	100	200	нс
Время спада выходного напряжения			—	40	100	нс

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 3. Зависимость чвстоты генератора от сопротивления времязадающего резистора

Рис. 4. Зависимость коэффициентв усиления по напряжению от чвстоты

Рис. 5. Схемв "мягкого" запускв

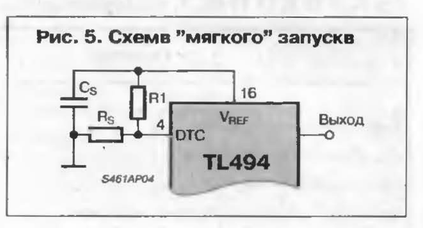
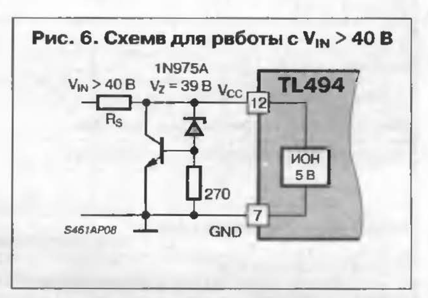


Рис. 6. Схемв для рвботы с V_{IN} > 40 В



ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема Т494 представляет из себя ШИМ-контролер импульсного источника питания, работающий на фиксированной частоте, и включает в себя все необходимые для этого блоки. Встроенный генератор пилообразного напряжения требует для установки частоты только двух внешних компонентов R_T и C_T. Частота генератора определяется по формуле:

$$f_{OSC} = \frac{1.1}{R_T C_T}.$$

Модуляция ширины выходных импульсов достигается сравнением положительного пилообразного напряжения, получаемого на конденсаторе C_T, с двумя управляющими сигналами (См. **Рис. 11**). Логический элемент ИЛИ-НЕ возбуждает выходные транзисторы Q1 и Q2 только тогда, когда линия тактирования встроенного триггера находится в НИЗКОМ логическом состоянии. Это происходит только в течение того времени, когда амплитуда пилообразного напряжения выше амплитуды управляющих сигнвлов. Следовательно повышение амплитуды управляющих сигналов вызывает соответствующее линейное уменьшение ширины выходных импульсов. Под управляющими сигналами понимаются напряжения производимые схемой регулировки "мертвого" времени (вывод 4), усилителем ошибки (выводы 1, 2, 15, 16) и цепью обратной связи (вывод 3) (См. **Рис. 7...9**). Вход компаратора регулировки "мертвого" времени имеет смещение 120 мВ, что ограничивает минимальное "мертвое" время на выходе первыми 4% длительности цикла пилообразного напряжения. В результате максимальная длительность рабочего цикла составляет 96% в том случае, если вывод 13 заземлен, и 48% в том случае, если на вывод 13 подано опорное напряжение. Увеличить длительность "мертвого" времени на выходе можно, подавая на вход регулировки "мертвого" времени (вывод 4) постоянное напряжение в диапазоне 0...3.3 В (См. **Рис. 5**). ШИМ-компаратор регулирует ширину выходных импульсов от максимвльного значения, определяемого входом регулировки "мертвого" времени, до нуля, когда напряжение обратной связи изменяется от 0.5 до 3.5 В. Оба усилителя ошибки имеют входной диапазон синфазного сигнала от –0.3 до $(V_{CC} - 2.0)$ В и могут ис-

Рис. 7. Обратная связь при отрицательном выходном напряжении

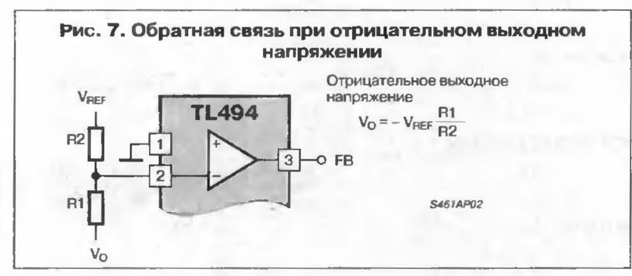


Рис. 9. Схема регулировки "мертвого" времени

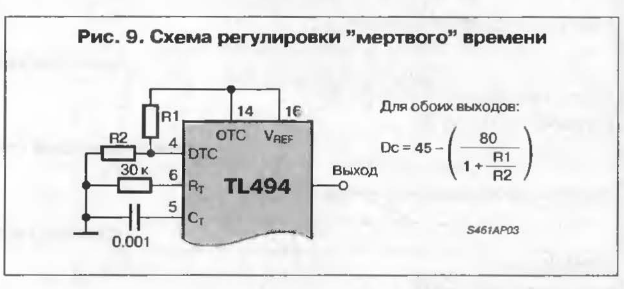


Рис. 8. Обратная связь при положительном выходном напряжении

Рис. 10. Схемв однотактного выходного каскада

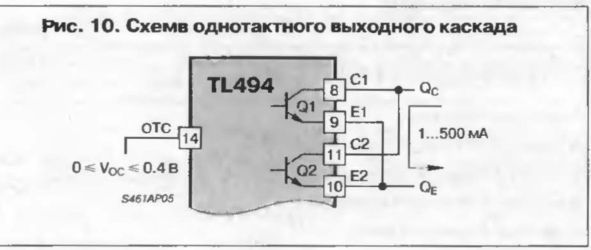
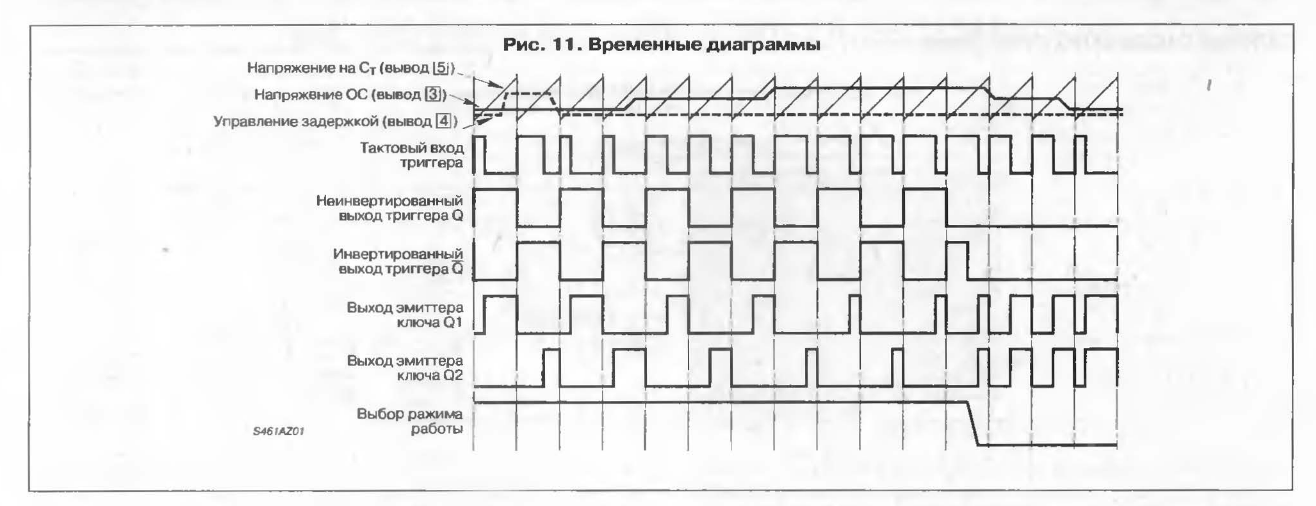


Рис. 11. Временные диаграммы



пользоваться для считывания значений напряжения или тока с выхода источника питания (См. **Рис. 7, В**). Выходы усилителей ошибки имеют активный ВЫСОКИЙ уровень напряжения и объединены функцией ИЛИ на неинвертирующем входе ШИМ-компаратора. В такой конфигурации усилитель, требующий минимального времени для включения выхода, является доминирующим в петле управления. Во время разряда конденсатора C_T на выходе компаратора регулировки "мертвого" времени генерируется положительный импульс, который тактирует триггер и блокирует выходные транзисторы Q1 и Q2. Если на вход выбора режима работы подается опорное напряжение (вывод 13), триггер непосредственно управляет двумя выходными транзисторами в противофазе (двухтактный режим), а выходная частота равна половине частоты генератора (См. **Рис. 12**). Выходной формирователь может также работать в однотактном режиме, когдв оба транзистора открываются и закрываются одновременно, и когда требуется максимальный рабочий цикл, не превышающий 50% (См. **Рис. 10**). Это желательно, когда трансформатор имеет "звенящую" обмотку с ограничительным диодом, используемым для подввления переходных процессов. Если в однотактном режиме требуются большие токи, выходные транзисторы могут работать параллельно. Для этого требуется замкнуть на землю вход выбора режима работы ОТС, что блокирует выходной сигнал от триггера. Выходная частота в этом случае будет равна частоте генератора.

Микросхема TL494 имеет встроенный источник опорного напряжения на 5.0 В, способный обеспечить вытекающий ток до 10 мА для смещения внешних компонентов схемы. Опорное напряжение имеет погрешность ±5% в диапазоне рабочих температур от 0 до 70°С.

Табл. 2. Управление режимом выходного каскада

Напряжение на входе		Режим выходного каскада
OTC	STR (только для TL495)	
0	свободный	Однотактный режим работы
V_{REF}	свободный	Нормальный двухтактный режим работы
V_{REF}	0	ШИМ на выходе Q1
V_{REF}	V_{REF}	ШИМ на выходе Q2

Рис. 12. Схема двухтактного выходного каскада

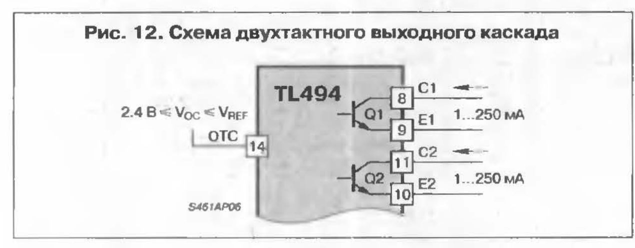
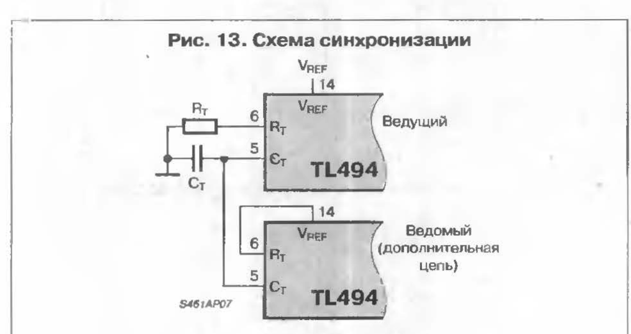
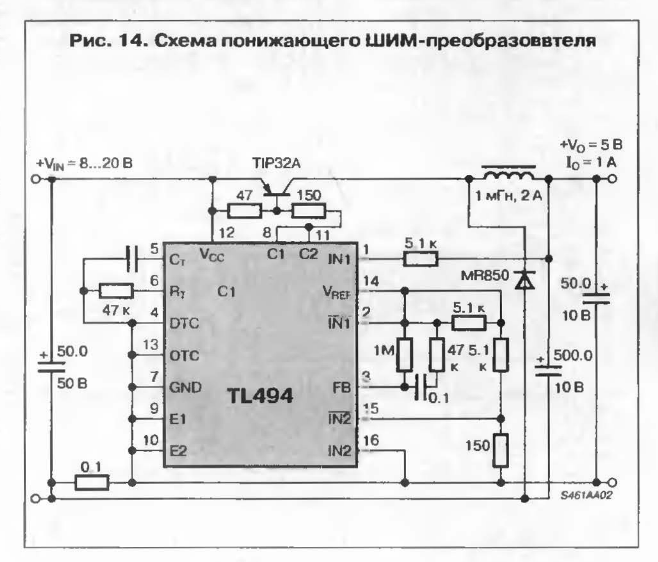


Рис. 13. Схема синхронизации



ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 14. Схема понижающего ШИМ-преобразоввтеля



ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ (Продолжение)

Рис. 15. Схема двухтактного ШИМ-преобразователя

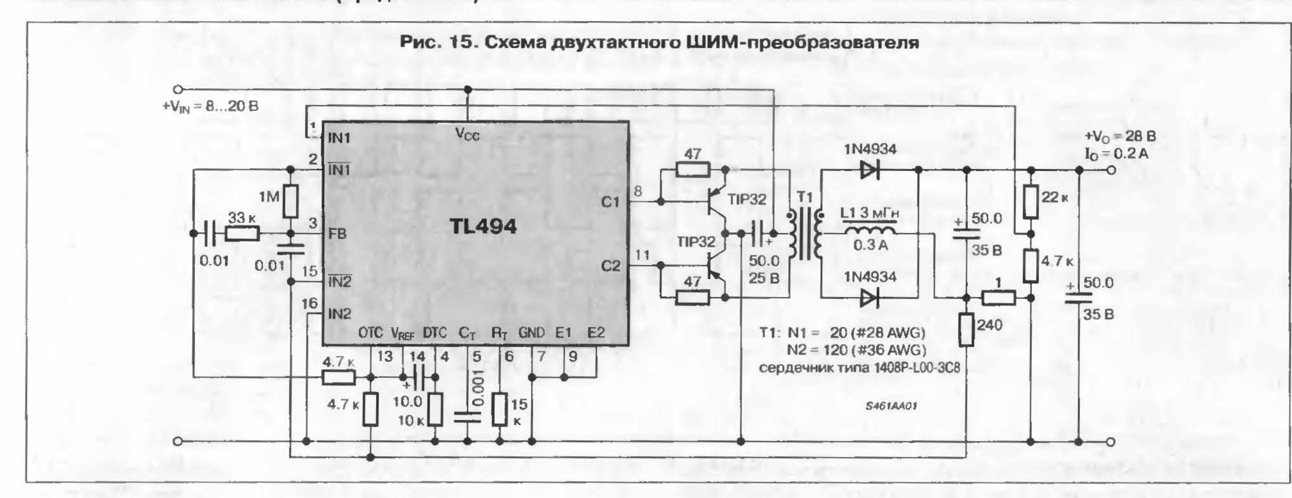
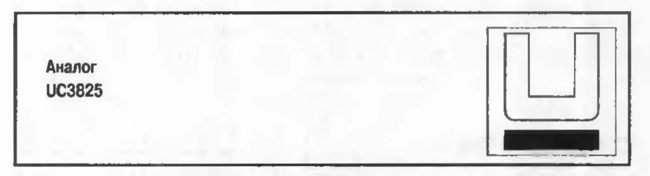


Рис. 16. Схема ИВП мощностью 200 Вт для компьютера типа IBM PC AT

S461AA03

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР 1156ЕУ2



ОСОБЕННОСТИ

- Частота переключения ... до 1 МГц
- Задержка прохождения сигнала ... 50 нс
- Выходной ток (каждого выхода) ... до 1.5 А (р-р)
- Опорное напряжение ... 5.1 В ±1%
- Мощность рассеивания:
  - для К1156ЕУ2 (T_A = 60°С) ... 1 Вт
  - для КР1156ЕУ2 (T_A = 25°С) ... 1 Вт
- Диапазон рабочих температур:
  - для К1156ЕУ2 ... – 60...+125°С
  - для КР1156ЕУ2 ... –10...+85°С
- Температура кристалла ... 150°С

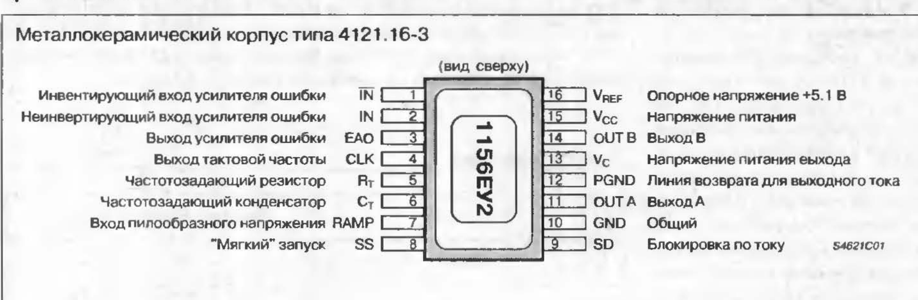
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

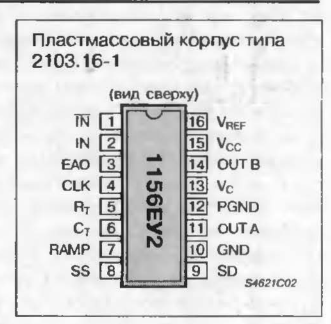
Микросхема 1156ЕУ2 представляет из себя высокочастотный ШИМ-контроллер, оптимизированный для построения двухтактных высокочастотных импульсных источников питания. При проектировании прибора особое внимание уделялось получению минимальной задержки прохождения сигнала через внутреннюю логику и компараторы при максимальных значениях полосы пропускания и скорости нарастания выходного сигнала усилителя ошибки. Полумостовые выходные каскады могут работать на емкостную нагрузку, например, затворы мощных полевых транзисторов, и коммутируют как втекающий, так и вытекающий ток.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
К1156ЕУ2 (С-73)	4112.16-3
КР1156ЕУ2 (С-48)	2103.16-1

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ





СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы UC3825, См. стр. 240.

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеет отличий от схемы включения UC3825, См. стр. 246.

6

UC1825/2825/3825

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР

ОСОБЕННОСТИ

- Работает с обратной связью как по напряжению, так и по току
- Рабочая частота переключений .... до 1.0 МГц
- Задержка распространения сигналов по всему тракту .... 50 нс
- Ток квазикомплементарного выходного каскада .... до 1.5 А
- Попоса усилителя сигнала ошибки .... 5.5 МГц
- ШИМ-фиксатор со средствами подавлеиия сдвоеиных импульсов
- Отслеживание токового ограничения в каждом импульсе
- Специальный вывод "мягкого" запуска
- Ограиичение максимальной величины рабочего цикла
- Схема блокировки при недопустимо низком входном напряжении
- Малый пусковой ток .... 1.1 мА
- Подстроеиный источник опорного напряжения .... 5.1 В±1%

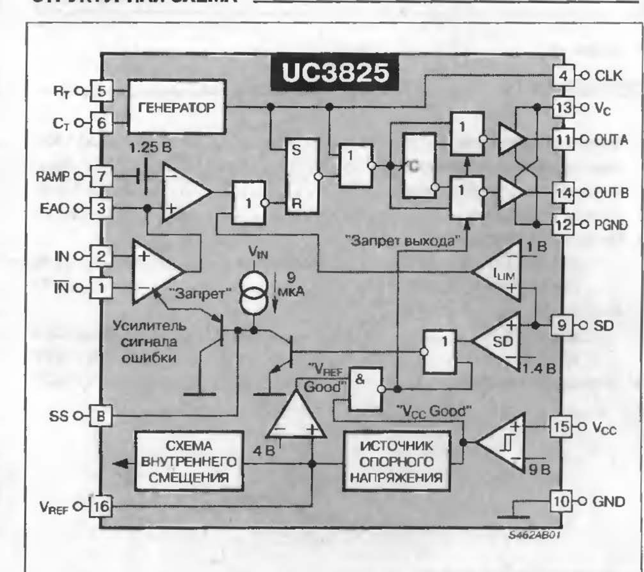
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема ШИМ-контроллера UC3825 разработана специально для двухтактных импульсных ИВП с высокой частотой переключения. Особое внимание при этом уделялось сокращению задержки распространения сигналов через компараторы и логические схемы и, вместе с этим, расширению полосы частот усилителя сигнала ошибки и повышению крутизны фронтов его сигналов. Контроллер предназначен для систем, работающих с обратной связью по току или по напряжению с возможностью отслеживания возмущающих воздействий входного напряжения.

Схема защиты включает в себя компаратор токового ограничителя с пороговым напряжением, равным 1 В, ТТЛ-совместимый порт отключения (вывод [9]) и вход "мягкого" запуска (вывод [8]), который также позволяет обеспечивать фиксацию максимального значения рабочего цикла. Логическая схема включает в себя ШИМ-фиксатор для предотвращения неустойчивой синхронизации и дрожания импульсов, а также для исключения вероятности появления на выходе сдвоенных импульсов или импульсных пакетов. Схема блокировки микросхемы при недопустимо низком входном напряжении имеет гистерезис, равный 800 мВ, что обеспечивает низкий пусковой ток. В случае блокировки микросхемы при понижении входного напряжения выход переключается в высокоимпедансное состояние.

Микросхема ШИМ-контроллера UC3825 имеет два квазикомплементарных выходных каскада, рассчитанных на значительные броски тока (как втекающего, так и вытекающего) при работе на емкостную нагрузку, например такую, как мощный по-левой транзистор с изолированным затвором. Включенному состоянию выходов соответствует высокий логический уровень напряжения.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



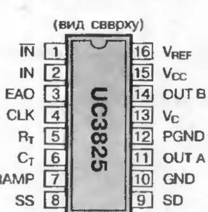
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинап	Температурный диапазои, °С
UC3825	0...+70
UC2825	-25...+85
UC1825	-55...125

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-16 (суффикс N), керамический корпус типа CERDIP-16 (суффикс J)

(вид свврху)



Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Инвентирующий вход усилителя ошибки	$\overline{IN}$	1	16	V_{REF}	Опорное напряжение +5.1 В
Неинвертирующий вход усилителя ошибки	IN	2	15	V_{CC}	Напряжение питания
Выход усилителя ошибки	EAO	3	14	OUT B	Выход В
Выход тактовой чвстоты	CLK	4	13	V_C	Напряжение питания выхода
Частотозадающий резистор	R_T	5	12	PGND	Линия возврта для выходного тока
Чвстотозадающий конденсвтор	C_T	6	11	OUT A	Выход А
Вход пилообрезного напряжвния	RAMP	7	10	GND	Общий
"Мягкий" запуск	SS	8	9	SD	Блокировка по току

S462AC01

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение питания (выводы [15], [13]) .... 30 В
Выходной ток, вытекающий и втекающий (выводы [11], [14]):
постоянный ток .... 0.5 А
импульс (длительность 0.5 мкс) .... 2.0 А
Аналоговые входы (выводы [1], [2], [7], [8], [9]) .... –0.3...6 В
Выходной ток тактирования (вывод [4]) .... –5 мА
Выходной ток усилителя сигнала ошибки (вывод [3]) .... 5 мА
Втекающий ток схемы "мягкого" запуска (вывод [8]) .... 20 мА
Зарядный ток генератора (вывод [5]) .... –5 мА
Мощность рассеивания при T_A = 60°C .... 1 Вт
Диапазон температур хранения .... –65...+150°C
Температура вывода (пайка 10 с) .... 300°C

Примечания:
Все значения напряжений приведены относительно потенциалв заземления, вывод [10].
Втекающие через вывод токи положительны.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При R_T = 3.65 кОм; C_T = 1 нФ; V_{CC} = 15 В; T_A = 0...+70°C для UC3825; T_A = –25...+85°C для UC2825; T_A = –55...+125°C для UC1825; T_A = T_J, если не указано иначе

Параметр	Условия	Значение						Единица измерения
		UC1825/2825			UC3825			
		не менее	типовое	не более	не менее	типовое	не более	
ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ								
Выходное напряжение	T_J = +25°C, I_O = 1 мА	5.05	5.10	5.15	5.00	5.10	5.20	В
Нестабильность по напряжению	10 < V_{CC} < 30 В	—	2	20	—	2	20	мВ
Нестабильность по току нагрузки	1 < I_O < 10 мА	—	5	20	—	5	20	мВ
Температурная нестабильность	$T(min) < T_A < T(max)$	—	0.2	0.4	—	0.2	0.4	мВ/°C
Суммарное отклонение выходного напряжения	С учетом отклонений входного напряжения, тока нагрузки и температуры	5.00	—	5.20	4.95	—	5.25	В
Выходное напряжение шумов	0.01 < f < 10 кГц	—	50	—	—	50	—	мкВ
Долговременная стабильность	T_J = +125°C, за 1000 ч	—	5	25	—	5	25	мВ
Ток КЗ	V_{REF} = 0 В	–15	–50	–100	–15	–50	–100	мА
ГЕНЕРАТОР								
Исходная точность	T_J = +25°C	360	400	440	360	400	440	кГц
Стабильность напряжения	10 < V_{CC} < 30 В	—	0.2	2	—	0.2	2	%
Температурная нестабильность	$T(min) < T_A < T(max)$	—	5	—	—	5	—	%
Суммарное отклонение частоты	С учетом отклонений входного напряжения и температуры	340	—	460	340	—	360	кГц
ВЫСОКИЙ логический уровень на выходе тактового сигнала		3.9	4.5	—	3.9	4.5	—	В
НИЗКИЙ логический уровень на выходе тактового сигнала		—	2.3	2.9	—	2.3	2.9	В
Максимальный уровень пилообразного напряжения		2.6	2.8	3.0	2.6	2.8	3.0	В
Минимальный уровень пилообразного напряжения		0.7	1.0	1.25	0.7	1.0	1.25	В
Размах пилообразного напряжения		1.6	1.8	2.0	1.6	1.8	2.0	В
УСИЛИТЕЛЬ СИГНАЛА ОШИБКИ								
Входное напряжение смещения нуля		—	—	10	—	—	15	мВ
Входной ток		—	0.6	3	—	0.6	3	мкА
Разность входных токов		—	0.1	1	—	0.1	1	мкА
Коэффициент усиления при разомкнутом контуре ОС	1 < V_O < 4 В	60	95	—	60	95	—	дБ
Коэффициент ослабления синфазного сигнала (CMRR)	1.5 < V_{CM} < 5.5 В	75	95	—	75	95	—	дБ
Коэффициент ослабления пульсаций напряжения (PSRR)	10 < V_{CC} < 30 В	85	110	—	85	110	—	дБ
Втекающий выходной ток	V_{PIN3} = 1 В	1	2.5	—	1	2.5	—	мА
Вытекающий выходной ток	V_{PIN3} = 4 В	–0.5	–1.3	—	–0.5	–1.3	—	мА
ВЫСОКИЙ логический уровень напряжения V_{OUT}	I_{PIN3} = –0.5 мА	4.0	4.7	5.0	4.0	4.7	5.0	В

6

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ (Продолжение)

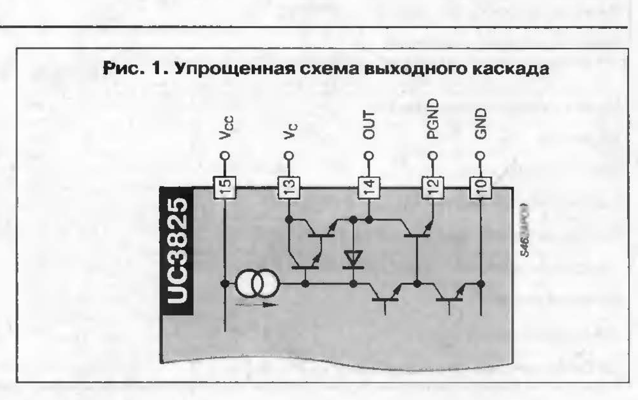
Параметр	Условия	Значение						Единица измерения
		UC1823/2823			UC3823			
		не менее	типовое	не более	не менее	типовое	не более	
НИЗКИЙ логический уровень напряжения V_{OUT}	I_{PIN3} = 1 мА	0	0.5	1.0	0	0.5	1.0	В
Частота единичного усиления		3	5.5	—	3	5.5	—	МГц
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения		6	12	—	6	12	—	В/мкс
ШИМ-КОМПАРАТОР								
Входной ток (вывод 7)	V_{PIN7} = 0 В	—	-1	-5	—	-1	-5	мкА
Диапазон изменения рабочего цикла		0	—	80	0	—	85	%
Пороговый уровень нуля по постоянному току (вывод 3)	V_{PIN7} = 0 В	1.1	1.25	—	1.1	1.25	—	В
Задержка выходного сигнала		—	50	80	—	50	80	нс
БЛОК "МЯГКОГО" ЗАПУСКА								
Ток заряда	V_{PIN8} = 0.5 В	3	9	20	3	9	20	мкА
Ток разряда	V_{PIN8} = 1 В	1	—	—	1	—	—	мА
БЛОК ТОКОВОГО ОГРАНИЧЕНИЯ И ОТКЛЮЧЕНИЯ								
Входной ток (вывод 9)	$0 < V_{PIN9} < 4$ В	—	—	±10	—	—	±10	мкА
Напряжение смещения для токового ограничителя	V_{PIN11} = 1.1 В	—	—	15	—	—	15	мВ
Диапазон синфазных напряжений для токового ограничителя (V_{PIN11})		1.0	—	1.25	1.0	—	1.25	В
Пороговый уровень напряжения отключения		1.25	1.40	1.55	1.25	1.40	1.55	В
Задержка выходного сигнала		—	50	80	—	50	80	нс
ВЫХОДНОЙ КАСКАД								
НИЗКИЙ логический уровень выходного напряжения	I_{OUT} = 20 мА	—	0.25	0.40	—	0.25	0.40	В
	I_{OUT} = 200 мА	—	1.2	2.2	—	1.2	2.2	В
ВЫСОКИЙ логический уровень выходного напряжения	I_{OUT} = – 20 мА	13.0	13.5	—	13.0	13.5	—	В
	I_{OUT} = – 200 мА	12.0	13.0	—	12.0	13.0	—	В
Ток утечки коллектора	V_C = 30 В	—	100	500	—	100	500	мкА
Время нарастания/спада	C_L = 1 нФ	—	30	60	—	30	60	нс
БЛОК ЗАЩИТЫ ПРИ ПОНИЖЕНИИ НАПРЯЖЕНИЯ СЕТИ								
Пороговый уровень запуска		8.8	9.2	9.6	8.8	9.2	9.6	В
Гистерезис схемы отключения при понижении входного напряжения		0.4	0.8	1.2	0.4	0.8	1.2	В
ТОК ОТ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ								
Пусковой ток	V_{CC} = 8 В	—	1.1	2.5	—	1.1	2.5	мА
Рабочий ток потребления I_{CC}	$V_{PIN1} = V_{PIN7} = V_{PIN9}$ = 0 В, V_{PIN2} = 1 В	—	22	33	—	22	33	мА

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

ВЫХОДНОЙ КАСКАД

Выходной каскад рассчитан на управление мощным полевым транзистором, имеющим входную емкость до 1000 пФ, и допускает его коммутацию с частотой до 1 МГц (См. **Рис. 1**). Отдельные выводы мощного питания V_C и мощной земли PGND позволяют развязать по питанию мощный выходной каскад, являющийся источником помех, от остальной части схемы.

Рис. 1. Упрощенная схема выходного каскада



ТИПОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 2. Диаграмма Боде усилителя сигнала ошибки

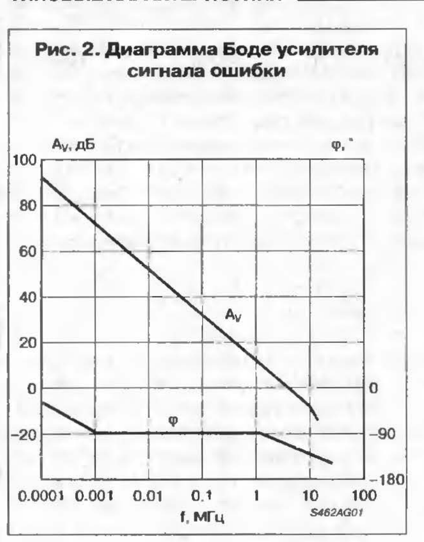


Рис. 3. Скорость нарастания сигнала усилителя ошибки

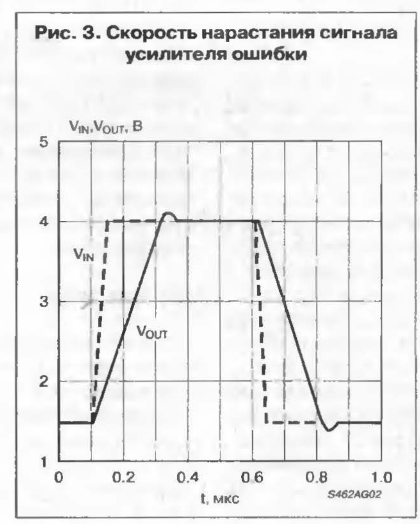


Рис. 4. Зависимость "мертвого" времени от емкости конденсатора C_T

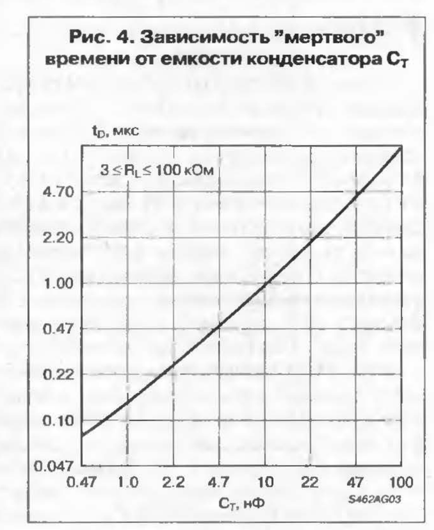


Рис. 5. Зависимость частоты от сопротивления R_T при заданных значениях C_T

Рис. 6. Зависимость "мертвого" времени от частоты

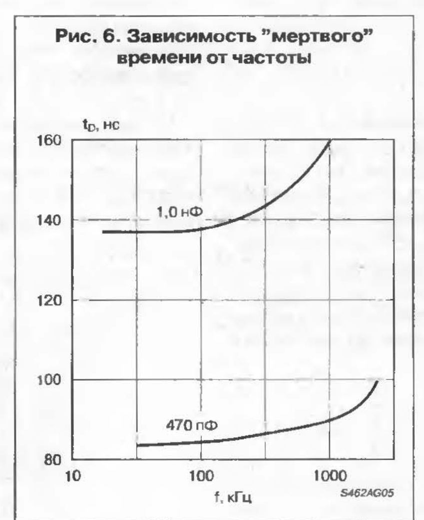


Рис. 7. Зависимость напряжения насыщения от выходного тока

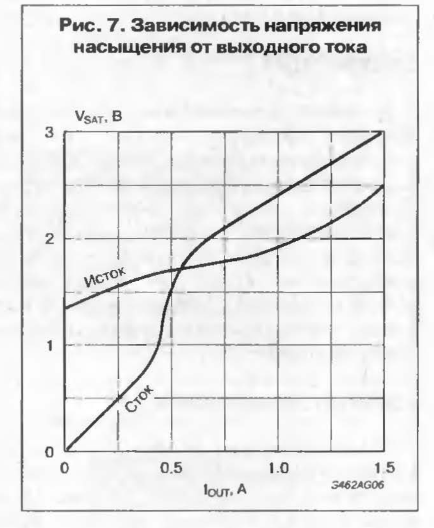


Рис. 8. Форма выходного сигнала при C_L = 1 нФ

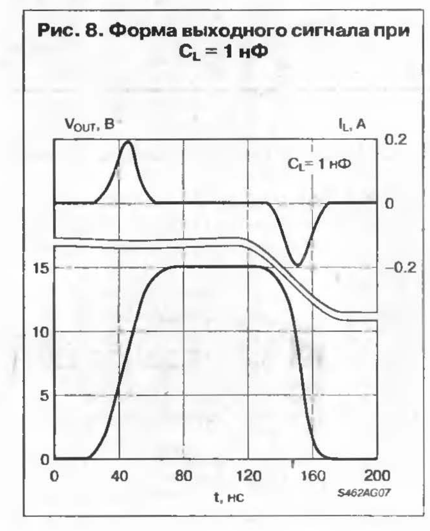
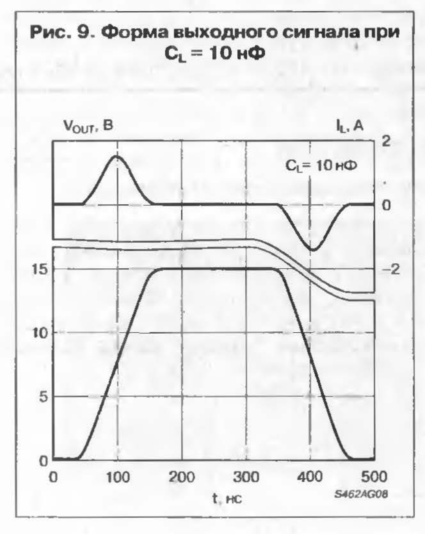


Рис. 9. Форма выходного сигнала при C_L = 10 нФ



6

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ (продолжение)

ГЕНЕРАТОР

На первый взгляд схема RC-генератора (См. **Рис. 10**) не представляет из себя ничего необычного. Также как и ШИМ-компаратор, компаратор RC-генератора имеет верхнее и нижнее пороговые напряжения, соответственно, равные 2.8 В и 1 В. Зарядный ток частотозадающего конденсатора C_T является зеркальным току через частотозадающий резистор RT. Вывод для подключения частотозадающего резистора имеет постоянное температурно стабилизированное смещение, равное 3 В. Температурная стабильность генератора достигается, таким образом, обеспечением стабильности пороговых напряжений компаратора RC-генератора. Когда конденсатор C_T зарядится до верхнего порогового напряжения, транзистор Q1 открывается управляющим током, равным приблизительно 10 мА. Смысл этого действия в том, что разряд C_T прекращается именно в тот момент, когда компаратор RC-генератора определяет момент прохождения нижнего порогового напряжения. Это также предотвращает насыщение транзистора Q1, уменьшает задержки и, в конечном итоге, позволяет работать на высоких частотах. Суммарная нестабильность частоты внутреннего генератора 10% при рабочем значении 400 кГц (температурная нестабильность лучше 5%, а нестабильность, вызванная изменениями напряжения питания равна 0.2%)

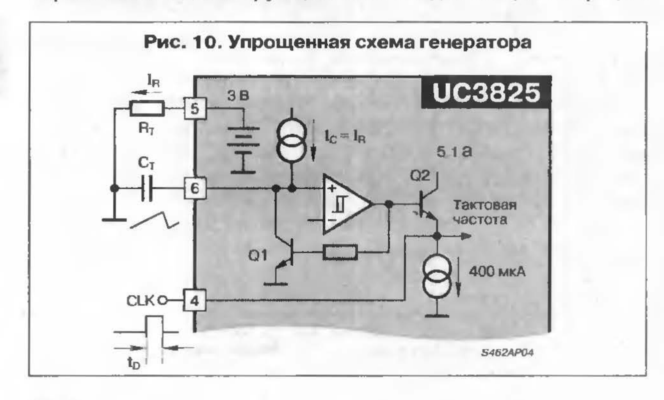
СИНХРОНИЗАЦИЯ

Генератор допускает внешнюю синхронизацию от любого источника стабильной частоты. При необходимости можно синхронизировать две микросхемы UC3823 (См. **Рис. 11**), для чего генератор одной из них надо выключить, подав на вывод [5] опорное напряжение. Возможна синхронизация множества ведомых микросхем UC3823 от одной ведущей (См. **Рис. 12**) или от внешнего источника тактовой частоты. Для этого генераторы ведомых микросхем настраивают на частоту несколько ниже частоты ведущего генератора. Ведущий генератор вызывает заряд и разряд частотозадающих емкостей ведомых генераторов, таким образом, синхронизируя их работу.

УСИЛИТЕЛЬ СИГНАЛА ОШИБКИ

Усилитель сигнала ошибки представляет из себя усилитель напряжения, имеющий прекрасные значения полосы пропускания и скорости нарастания сигнала. На **Рис. 13** показана упрощенная схемотехника усилителя сигнала ошибки. Передаточная характеристика усилителя имеет два нуля, расположенные до частоты единичного усиления на расширенной фазовой диаграмме. Один создается емкостью, включенной между подавляющими генерацию резисторами в первом каскаде, а второй образован резистором, включенным последовательно с конденсатором, определяющим доминирующий полюс. Подавляющие генерацию эмиттерные резисторы позволяют повысить уровень тока смещения первого каскада, что обеспечивает типовое значение скорости нарастания 12 В/мкс. Высокая скорость нарастания желательна для получения хорошей передаточной характеристики, но не является гарантией для получения минимального значения постоянной времени. Даже усилитель, имеющий высокую скорость нарастания, может обладать большой постоянной времени из-за насыщения транзисторов. Для решения этой проблемы все критические узлы усилителя сигнала ошибки были зафиксированы диодами Шоттки.

Рис. 10. Упрощенная схема генератора



ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Строго говоря, обратная связь по напряжению должна присутствовать в схеме любого ШИМ-контроллера. Используемое в статье выражение "обратная связь по напряжению" означает только отсутствие обратной связи по току, т.е. дополнительной, второй петли обратной связи. Выражение "обратная связь по току" означает наличие такой петли. Поэтому организация обратной связи по напряжению не требует никаких дополнительных схемотехнических усилий, кроме подачи пилообразного напряжения на вход ШИМ-компаратора (См. **Рис. 15**). Организация дополнительной петли обратной связи по току показана на **Рис. 16**.

ТОКООГРАНИЧИВАЮЩИЙ КОМПАРАТОР

На инвертирующий вход токоограничивающего компаратора подается опорное напряжение, что позволяет непосредственно задавать уровень ограничения тока. Когда уровень напряжения на выводе [9] превышает уровень опорного напряжения, токоограничивающий компаратор, подобно ШИМ-компаратору, устанавливает

Рис. 11. Схема синхронизации двух близкорвсположенных микросхем

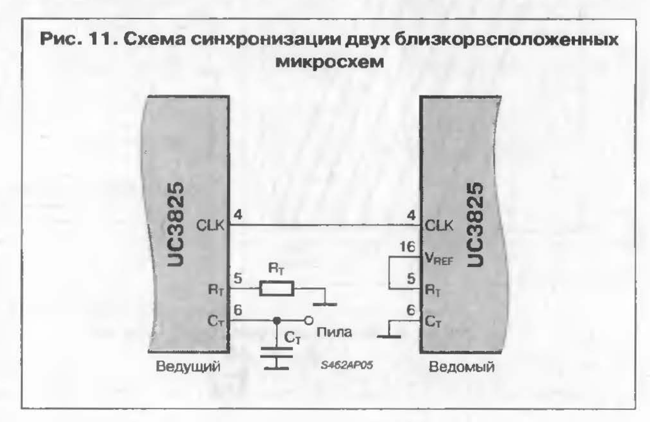
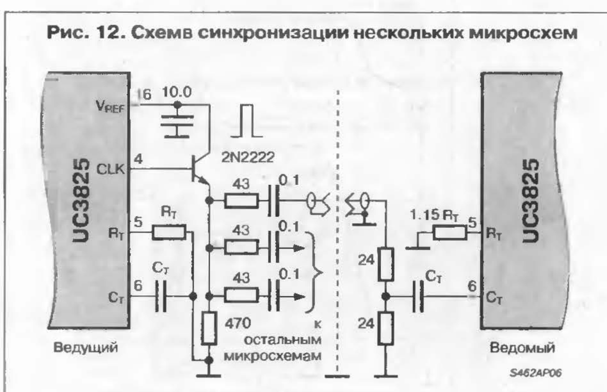


Рис. 12. Схемв синхронизации нескольких микросхем



ШИМ-защелку, что переводит выход в состояние ВЫКЛЮЧЕНО до окончания текущего цикла. При использовании нескольких внешних компонентов и сигнала с выходов (выводы [11], [14]) вход токоограничивающего компаратора (вывод [9]) позволяет вырабатывать выходные импульсы с постоянным произведением вольт-секунда при изменениях входного напряжения (См. **Рис. 14**). Импульсы с постоянным произведением вольт-секунда используются в схемах с обратной связью по току для предотвращения насыщения сердечника во время переходных процессов в нагрузке. Когда любой из выходов находится в состоянии ВКЛЮЧЕНО, (Высокий уровень напряжения) конденсатор CR заряжается от напряжения V_{IN} через резистор R_R. При нормальной работе схемы выход переходит в состояние ВЫКЛЮЧЕНО и вызывает разряд конденсатора до того, как напряжение на конденсаторе достигнет величины 1 В. Если же напряжение на конденсаторе попытается превысить величину 1 В, токоограничивающий компаратор тут же переведет выход в состояние ВЫКЛЮЧЕНО. Так как скорость заряда конденсатора пропорциональна напряжению V_{IN} (предполагается, что V_{IN} много больше чем 1 В), достигается постоянное значение произведения вольт-секунда, равное $R_RC_R \times 1$ В.

ОГРАНИЧЕНИЕ ТОКА

Ограничение максимального тока в схеме с обратной связью по току может быть достигнуто несколькими способами. Один из них заключается в подаче напряжения определенной величины на вывод [8]. Это ограничивает сверху выход усилителя ошибки и, соответственно, порог переключения ШИМ-компаратора. Другой метод предусматривает приложение промасштабированного сигнала с датчика тока к выводу [9]. Пороговое напряжение на этом выводе равно 1 В.

Рис. 13. Упрощенная схема усилителя сигнала ошибки

Рис. 14. Схема поддерживания постоянного значения произведения Вольт-секунда

ПРИМЕР РАСЧЕТА

Скорость нарастания напряжения при "мягком" запуске:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{9\ \text{мкА}}{C_{SS}}\ \text{при}\ R1 = R2.$$

Постоянная времени "мягкого" запуска:

$$\tau = \frac{C_{SS} \times R1 \times R2}{R1 + R2}.$$

Все расчеты параметров рабочего цикла относятся к схеме с обратной связью по напряжению ($V_{PIN7} = V_{PIN6}$).

Для $V_{PIN3} < 2.25$ В рабочий цикл равен:

$$Dc = 0\%.$$

Для $2.25 < V_{PIN3} < 4.05$ В рабочий цикл равен:

$$Dc = \frac{100\%}{1.8\ \text{В}} \times (V_{PIN8} - 2.25\ \text{В}).$$

Для $V_{PIN3} > 4.05$ В рабочий цикл равен:

$$Dc = 100\%.$$

Так как (V_{PIN3} (max) = V_{PIN8}), следовательно:

$$Dc\,(max) = \frac{100\%}{1.8\ \text{В}} \times (V_{PIN8} - 2.25\ \text{В}).$$

Рис. 15. Организация обратной связи по напряжению

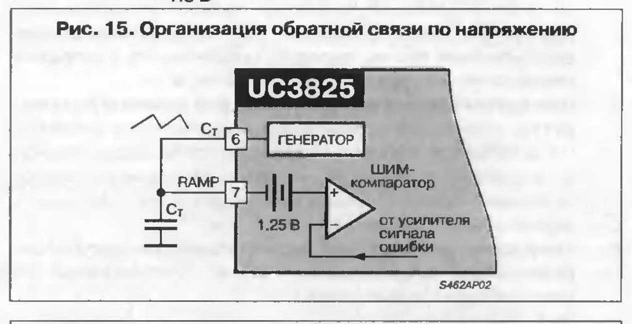
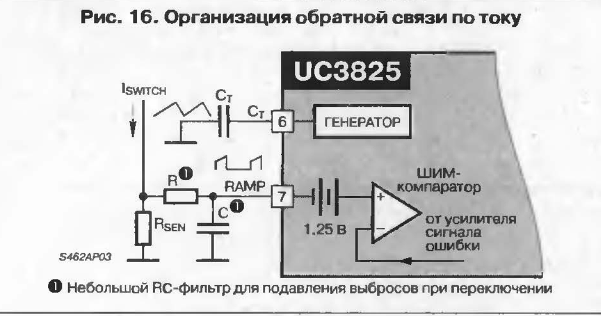


Рис. 16. Организация обратной связи по току



➊ Небольшой RC-фильтр для подавления выбросов при переключении

Рис. 17. Организация обратной связи с возможностью отслеживания возмущающих воздействий входного напряжения

6

Если, например, желательно получить значение рабочего цикла равное 75%, то:

$$V_{PIN8} = \frac{75\%}{100\%} \times 1.8\ В + 2.25\ В = 3.6\ В.$$

Примем величину R2 = 10 кОм, тогда:

$$R1 = \frac{V_{REF} - V_{PIN8}}{\frac{V_{PIN8}}{R2} - I_{SS}} = \frac{5.1\ В - 3.6\ В}{\frac{3.6\ В}{10\ кОм} - 9\ мкА} = 4.27\ кОм.$$

Если выбрать значение R1 = 4.3 кОм, то:

$$V_{PIN8} = \frac{(9\ мкА \times 4.3\ кОм + 5.1\ В) \times 10\ кОм}{14.3\ кОм} = 3.593\ В,$$

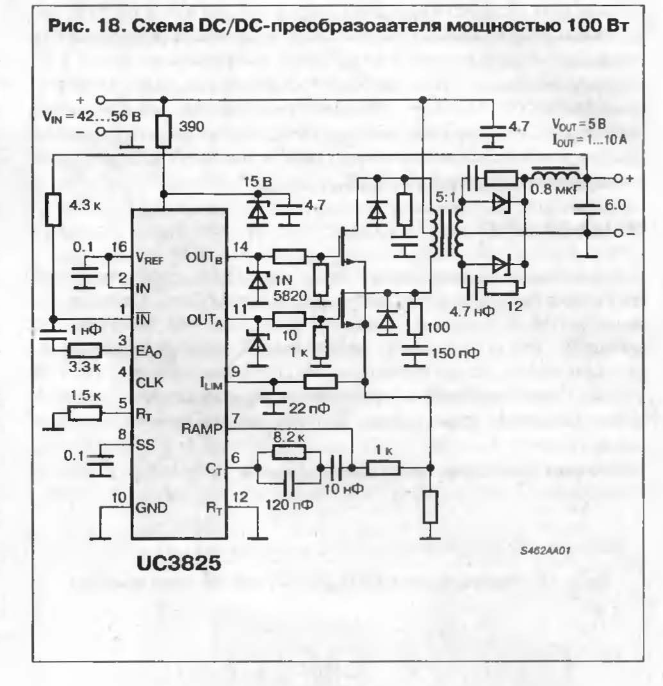
$$Dc(max) = \frac{100\%}{1.8\ В} \times (3.593\ В - 2.25\ В) = 74.6\%.$$

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО РАЗВОДКЕ И МОНТАЖУ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

Обеспечение высокого быстродействия работы схемы требует повышенного внимания к топологии разводки монтажных соединений на печатной плате и к рациональному размещению на ней дискретных компонентов. Гарантированное обеспечение характеристик UC3823 возможно только при выполнении следующих правил монтажа печатной платы.

1. Использование одной стороны печатной платы в качестве заземления.
2. Сглаживание (или восстановление среднего уровня после) броска отрицательного напряжения, вызванного действием запаса энергии паразитной индуктивности затвора МОП-транзистора схемы оконечного каскада (схемы формирователя); обратить особое внимание на то, чтобы не допускать образования паразитных контуров от выходных выводов через заземление. Для этой цели рекомендуется использование последовательно соединенного с затвором резистора и шунтирующего диода Шоттки на 1 А.
3. Шунтирование выводов V_{CC}, V_C и V_{REF}. Для этой цели рекомендуется применение керамических конденсаторов емкостью 0.1 мкФ с малым значением эквивалентной последовательной индуктивности. Допустимая суммарная длина выводов каждого конденсатора от шунтируемого вывода до поверхности заземления — не более 1 см.
4. Тип и особенности монтажа задающего конденсатора C_T определяются приведенными выше требованиями к шунтирующим конденсаторам.

Рис. 18. Схема DC/DC-преобразоателя мощностью 100 Вт



ФАЗОСДВИГАЮЩИЙ РЕЗОНАНСНЫЙ КОНТРОЛЛЕР ИВП 1156ЕУ4

ОСОБЕННОСТИ

- Выходной ток (каждого выхода) .... до 2 А
- Четыре квазикомплементарных выходных каскада
- Реальная частота переключения .... до 1 МГц
- Полоса пропускания усилителя ошибки .... 10 МГц

ТИПОНОМИНАЛЫ

КР1156ЕУ4

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Не имеет отличий от структурной схемы UC3875, См. стр. 249.

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема фазосдвигающего резонансного контроллера 1156ЕУ4 осуществляет управление мощным мостовым каскадом с помощью сдвига по фазе момента переключения одной половины моста относительно другой, используя ШИМ совместно с резонансными методами и переключением при нулевом напряжении для повышения эффективности ИВП на высоких частотах.

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Не имеет отличий от схемы включения UC3875, См. стр. 261.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа 2140Ю.20-1

(вид сверху)

1156ЕУ4

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вывод источника опорного напряжения	V_{REF}	1	20	GND	Сигнальная земля
Выход усилителя ошибки	CMP	2	19	RMP	Вход пилообразного напряжения
Инвертир. вход УС ошибки	$\overline{EA}$	3	18	SLP	Установка/компенсация наклона пилообразного напряжения
Неинвертир. вход УС ошибки	EA	4	17	CLS	Вход/выход тактовых импульсов
Неинвертир. вход токосчитывающего компаратора	CL	5	16	RC	Вывод установки частоты генератора
Вывод схемы "мягкого" запуска	SS	6	15	DLY_{A-B}	Установка задержки включения выходов A и B
Установка задержки включения выходов C и D	DLY_{C-D}	7	14	OUT_A	Выход A
Выход D	OUT_D	8	13	OUT_B	Выход B
Выход C	OUT_C	9	12	PGND	Мощная земля
Напряжение питания выходных ключей	V_C	10	11	V_{CC}	Напряжение питания

S4631C01

6

UC3875/6/7/8

СЕМЕЙСТВО ФАЗОСДВИГАЮЩИХ РЕЗОНАНСНЫХ КОНТРОЛЛЕРОВ ИВП

ОСОБЕННОСТИ

- Регулировка длительности рабочего цикла .... 0...100%
- Программируемая задержка включения выходов
- Возможна работа с обратной связью как по напряжению, так и по току
- Реальная частота переключения .... до 1 МГц
- Четыре квазикомплементарных выходных каскада
- Выходной ток (каждого каскада) .... 2 А
- Полоса пропускания усилителя ошибки .... 10 МГц
- Схема блокировки при понижении питания
- Низкий ток запуска .... 150 мкА
- Во время блокировки при понижении питания на выходах НИЗКИЙ уровень
- Возможна функция "мягкого запуска"
- Блокировка компаратора токовой защиты с повторным запуском в следующем периоде
- Регулируемое опорное напряжение

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Семейство микросхем, объединенных под названием UC3875, осуществляет управление мощным мостовым каскадом с помощью сдвига по фазе момента переключения одной половины моста относительно другой. Используется ШИМ совместно с резонансными методами и переключением при нулевом напряжении для повышения эффективности ИВП на высоких частотах. Микросхемы этого семейства могут применяться в схемах управления ИВП с обратной связью как по напряжению, так и по току и имеют встроенную схему токовой защиты.

Обеспечивается программируемая временная задержка , чтобы вставить "запрещенное время" при включении каждого выходного каскада. Эта задержка обеспечивает время для работы в резонансном режиме и является независимо управляемой для каждой пары выходов (A-B, C-D).

Генератор способен работать на частотах более 2 МГц, хотя практическая частота переключения около 1 МГц. В дополнение к стандартному режиму свободных колебаний с помощью вывода CLS можно синхронизировать генератор внешним сигналом или при совместном соединении до 5 микросхем можно получить рабочую частоту, определяемую самым быстрым устройством.

Одна из особенностей защиты — это блокировка при понижении питания, которая поддерживает все выходы в активном состоянии НИЗКОГО уровня, пока напряжение питания не достигнет пороговой величины 10.75 В. Схема блокировки при понижении питания имеет гистерезис, равный 1.5 В, что используется для надежного питания микросхемы в момент старта. Схема токовой защиты блокирует выходы в выключенном состоянии в пределах 70 нс после возникновения аварийной ситуации. Схема токовой защиты осуществляет повторный запуск после окончания полного периода.

Дополнительные особенности: усилитель ошибки с полосой пропускания более 7 МГц, источник опорного напряжения 5 В, функция "мягкий запуск", регулируемый генератор пилообразного напряжения и схема компенсации наклона "пилы".

Эти устройства выполняются в корпусах DIP-20, SOIC-28 с дополнительными выводами GND для отвода тепла и мощном пластмассовом корпусе PLCC-28.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Температурный диапазон
UC1875/6/7/8	–55...+125°C
UC2875/6/7/8	–25...+85°C
UC3875/6/7/8	0...+70°C

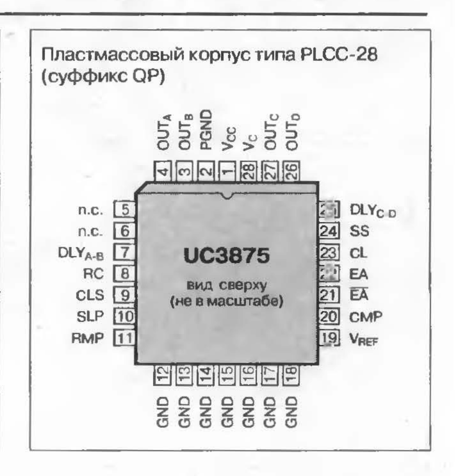
Прибор	Пороговые напряжения блокировки		Установка задержки
	Включение	Выключение	
UC3875	10.75 В	9.25 В	Да
UC3876	15.25 В	9.25 В	Да
UC3877	10.75 В	9.25 В	Нет
UC3878	15.25 В	9.25 В	Нет

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

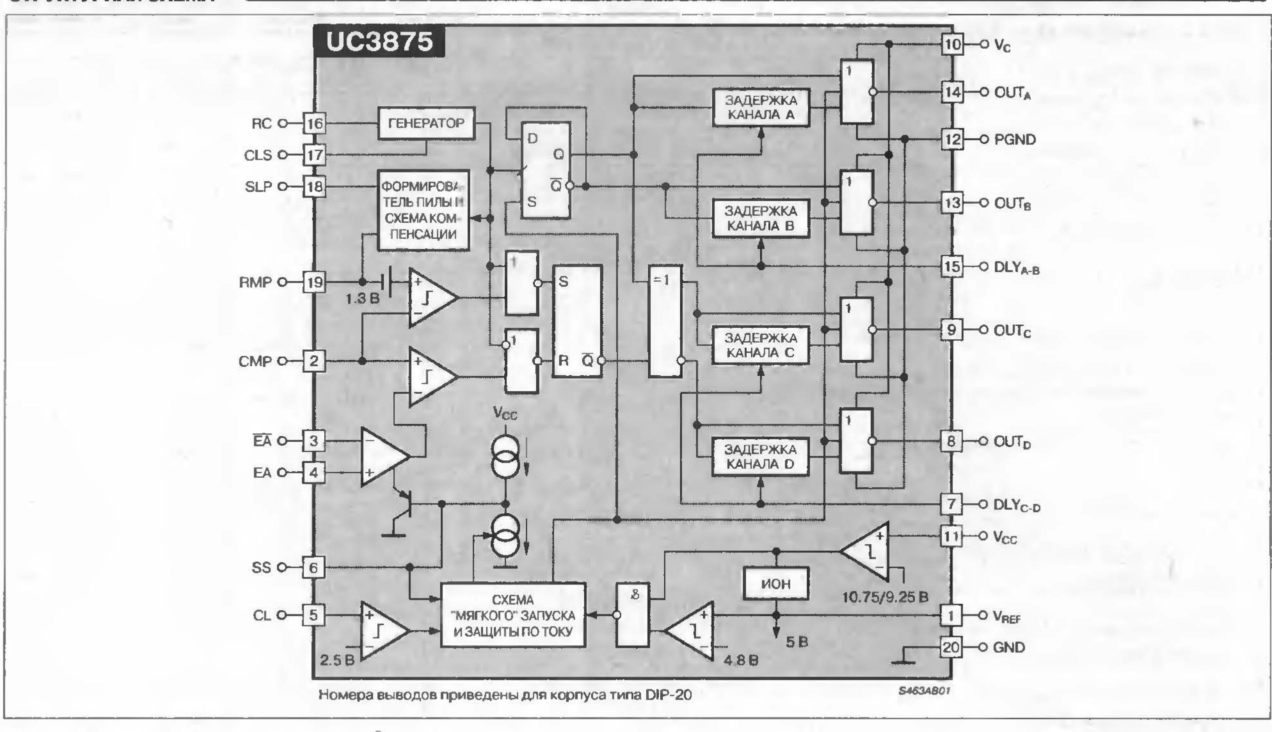
Пластмассовый корпус типа DIP-20 (суффикс N)
Металлокерамический корпус типа CERDIP-20 (суффикс J)

Пластмассовый корпус типа SOIC-28 (суффикс DWP)

Пластмассовый корпус типа PLCC-28 (суффикс QP)



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



Номера выводов приведены для корпуса типа DIP-20

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ*

Напряжение питания (V_C, V_{CC}) .... 20 В

Выходной ток, вытекающий или втекающий:

- постоянный .... 0.5 А
- импульсный (0.5 мкс) .... 3 А

Напряжение на аналоговых входах/выходах (выводы 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 15, 16, 17, 18, 19) .... –0.3...5.3 В

Рабочая температура кристалла .... 150°С

Диапазон температур хранения .... –65...+150°С

Температура вывода (пайка 10 с) .... 300°С

Примечания:

*Нумерация выводов для корпуса DIP-20.

Все напряжения указвны относительно звмли (вывод 3).

Токи, втекающие в устройство, считаются положительными, вытекающие — отрицательными.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При $V_C = V_{CC}$ = 12 В, R_{PIN16} = 12 кОм, C_{PIN16} = 330 пФ, R_{PIN18} = 12 кОм, C_{PIN19} = 200 пФ, $C_{PIN15} = C_{PIN17}$ = 0.01 мкФ, $I_{PIN15} = I_{PIN17}$ = –500 мкА, $T_A = T_J$, если не указано иначе

Параметр		Условия	Значения			Единица измерения
			не менее	типовое	не более	
СХЕМА БЛОКИРОВКИ ПРИ ПОНИЖЕНИИ ПИТАНИЯ						
Пороговое напряжение		UC3875/7	—	10.75	—	В
		UC3876/8	—	15.25	—	В
Гистерезис		UC3875/7	—	1.25	—	В
		UC1876/8	—	6.0	—	В
ТОКИ ПИТАНИЯ						
Ток запуска	I_{CC}	V_{CC} = 8 В, V_C = 20 В, $R_{SLP} = \infty$, I_{DLY} = 0	—	150	600	мкА
	I_C	V_{CC} = 8 В, V_C = 20 В, $R_{SLP} = \infty$, I_{DLY} = 0	—	10	100	мкА
Ток потребления	I_{CC}		—	30	40	мА
	I_C		—	15	30	мА

6

Параметр		Условия	Значения			Единицы измерения
			не менее	типовое	не более	
ОПОРНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ						
Выходное напряжение		$T_J = +25°C$	4.95	5	5.05	В
Нестабильность по напряжению		$11 < V_{CC} < 20$ В	—	1	10	мВ
Нестабильность по току		$I_{REF} = -10$ мА	—	5	20	мВ
Суммарное изменение напряжения		Входное напр., нагрузка, температура	4.9	—	5.1	В
Шумовое напряжение		0.01...10 кГц	—	50	—	мкВ (rms)
Долговременная стабильность		$T_J = 125°C$, 1000 часов	—	2.5	—	мВ
Ток короткого замыкания		$V_{REF} = 0$ В, $T_J = 25°C$	—	60	—	мА
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ						
Напряжение смещения			—	5	15	мВ
Входной ток				0.6	3	мкА
Коэффициент усиления по напряжению при большом сигнале		$1 < V_{CMP} < 4$ В	60	90	—	дБ
Коэффициент ослабления синфазного сигнала		$1.5 < V_{CM} < 5.5$ В	75	95	—	дБ
Коэффициент алияния нестабильности источников питания на напряжение смещения		$11 < V_{CC} < 20$ В	85	100	—	дБ
Выходной ток	Втекающий	$V_{CMP} = 1$ В	1	2.5		мА
	Вытекающий	$V_{CMP} = 4$ В	—	−1.3	−0.5	мА
Выходное напряжение	ВЫСОКИЙ уровень	$I_{CMP} = -0.5$ мА	4	4.7	5	В
	НИЗКИЙ уровень	$I_{CMP} = 1$ мА	0	0.5	1	В
Полоса пропускания при единичном усилении			7	11	—	МГц
Скорость нарастания			6	11	—	В/мкс
ШИМ-КОМПАРАТОР						
Напряжение смещения пилообразного напряжения		$T_J = 25°C$, Прим. 3	—	—	1.3	В
Напряжение нулевого фазового сдвига		Прим. 4	0.55	0.9		В
Фазовый сдвиг ШИМ-сигналов (Прим. 1)		$V_{CMP} > (V_{RMP\,PEAK} + V_{RMP\,OFFSET})$	98	99.5	102	%
		$V_{CMP} < V_{ZFS}$	0	0.5	2	%
Относительная задержка выхода (Прим. 1)		$V_{CMP} > V_{RMP\,PEAK}$	—	5	±20	нс
		$V_{CMP} < 1$ В	—	5	±20	нс
Задержка выхода относительно пилообразного напряжения			—	50	100	нс
ГЕНЕРАТОР						
Начальная точность		$T_J = 25°C$	0.85	1	1.15	МГц
Стабильность напряжения		$11 < V_{CC} < 20$ В	—	0.2	2	%
Суммарное изменение частоты		Входное напр., температура	0.80		1.20	МГц
Пороговое напряжение на выводе 17		$T_J = 25°C$	—	3.8	—	В
Пиковое напряжение тактовой частоты		$T_J = 25°C$	—	4.3	—	В
НИЗКИЙ уровень напряжения тактовой частоты		$T_J = 25°C$	—	3.3	—	В
Ширина импульсов тактовой частоты		$R_{PIN\,17} = 3.9$ кОм	—	30	100	нс
Максимальная частота		$R_{PIN\,16} = 5$ кОм	2	—	—	МГц
ГЕНЕРАТОР ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ/СХЕМА КОМПЕНСАЦИИ НАКЛОНА ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ						
Ток пилообразного напряжения	Минимальный	$I_{PIN\,18} = 10$ мкА, $V_{PIN\,16} = V_{REF}$	—	−11	−14	мкА
	Максимальный	$I_{PIN\,18} = 10$ мА, $V_{PIN\,16} = V_{REF}$	−0.8	−0.95	—	мА
Нижнее значение пилообразного напряжения			—	0	—	В
Пиковое значение пилообразного напряжения – уровень фиксации		$R_{PIN\,16} = 100$ кОм	3.8	4.1	—	В
СХЕМА ТОКОВОЙ ЗАЩИТЫ						
Входной ток		$V_{CL} = 3$ В	—	2	5	мкА
Пороговое напряжение			2.4	2.5	2.6	В
Задержка выходных сигналов			—	70	125	нс
СХЕМА "МЯГКОГО ЗАПУСКА"/ЗАДЕРЖКА СХЕМЫ СБРОСА						
Ток заряда		$V_{SS} = 0.5$ В	−20	−9	−3	мкА
Ток разряда		$V_{SS} = 1$ В	140	230	—	мкА
Пороговов напряжение схемы сброса			4.3	4.7	—	В
Уровень разряда			—	300	—	мВ
ВЫХОДНЫЕ ФОРМИРОВАТЕЛИ						
Выходное напряжение	НИЗКИЙ уровень	$I_{OUT} = 50$ мА	—	0.2	0.4	В
		$I_{OUT} = 500$ мА	—	1.2	2.6	В
	ВЫСОКИЙ уровень	$I_{OUT} = -50$ мА	—	1.5	2.5	В
		$I_{OUT} = -500$ мА	—	1.7	2.6	В

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ (Продолжение)

Параметр	Условия	Значения			Единица измерения
		не менее	типовое	не более	
УСТАНОВКА ЗАДЕРЖКИ (ТОЛЬКО ДЛЯ UC1875 И UC1876)					
Напряжение установки	I_{DLY} = −500 мкА	2.3	2.4	2.6	В
Время задержки	I_{DLY} = −250 мкА (Прим. 5)	150	250	400	нс

Примечания:

1. Фазовый сдвиг в процентах (0% = 0°, 100% = 180°) определяется как:

$$\Theta = \frac{200}{T}\,\Phi\,\%$$

Где Θ — фазовый сдвиг, а Φ и T показаны на **Рис. 1**. При фазовом сдвиге 0 %, Φ — относительная задержка выхода.

2. Время задержки определяется как:

$$\Phi = T\left(\frac{1}{2} - Dc\right)$$

Где T показан на **Рис. 1**.

3. Напряжение смещения пилообразного напряжения имеет температурный коэффициент, приблизительно ревный −4 мВ/°С.

4. Напряжение нулевого фазового сдвига имеет температурный коэффициент, приблизительно равный −2 мВ/°С.

5. Время задержки может быть установлено с помощью соединения выводов [7], [15] через резисторы на землю.

$$\Phi \approx \frac{62.5 \times 10^{-12}}{I_{DLY}}$$

Где $I_{DLY} = \dfrac{V_{DLY\,SET}}{R_{DLY}}$.

Рекомендуемый диапазон для I_{DLY} — $0.025 \le I_{DLY} \le 1$ мА.

Рис. 1. Фазовый сдвиг, относительная задержка выхода и время задержки

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ ВЫВОДОВ

GND (СИГНАЛЬНАЯ ЗЕМЛЯ)

Все напряжения измерены относительно GND. Частотозадающий конденсатор на выводе [16], шунтирующий конденсатор на выводе [1], конденсаторы на выводах [11] и [19] должны быть непосредственно связаны с земляной шиной около вывода сигнальной земли.

PGND (МОЩНАЯ ЗЕМЛЯ)

Вывод [10] должен соединяться керамическим конденсатором с шиной мощной земли (связаной с выводом PGND). Электролитический конденсатор большой емкости должен быть включен параллельно этому керамическому конденсатору. Шины мощной и сигнальной земли могут быть соединены в одной точке, чтобы оптимизировать подавление шумов и уменьшить падения напряжений постоянного тока.

V_C (НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ ВЫХОДНЫХ КЛЮЧЕЙ)

Через этот вывод питаются мощные выходные формирователи и связанные с ними схемы смещения. Для нормальной работы необходимо соединить вывод V_C с источником стабильного напряжения, большим, чем 3 В, а лучше около 12 В. Этот вывод должен соединяться непосредственно с выводом PGND через конденсатор с низкими эквивалентными последовательным сопротивлением и индуктивностью.

V_{CC} (НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ ОСТАЛЬНОЙ СХЕМЫ)

Через этот вывод питаются логические и аналоговые части микросхемы, которые непосредственно не связаны с работой мощных выходных формирователей. Для нормальной работы необходимо соединить вывод V_{CC} с источником стабильного напряжения величиной около 12 В. Пока напряжение V_{CC} не превысит верхнее пороговое напряжение "схемы блокировки при понижении питания", все функционельные блоки микросхемы находятся в выключеном состоянии, чтобы гарентировать правильное выполнение своих функций. Этот вывод должен соединяться непосредственно с выводом GND через конденсатор с низкими эквивалентными последовательным сопротивлением и индуктивностью.

Примечание:
Когда напряжение V_{CC} превышает верхнее пороговое напряжение схемы блокировки при понижении питания, ток питания I_{CC} повышается от величины приблизительно 100 мкА до более 20 мА. Если к выводам питания микросхемы UC1875 не подключены конденсаторы достаточной емкости, она может снова войти в состояние блокировки.

RC (ВЫВОД УСТАНОВКИ ЧАСТОТЫ ГЕНЕРАТОРА)

Резистор и конденсатор, подключенные от вывода RC к выводу GND, будут устанавливать частоту генератора согласно следующим соотношениям:

$$f \approx \frac{4}{R_T \times C_T}.$$

CLS (ВЫХОД ТАКТОВЫХ ИМПУЛЬСОВ/ВХОД СИНХРОНИЗАЦИИ)

Когда этот вывод используется как выход, он обеспечивает вывод тактовых импульсов, а когда как вход — ввод импульсов синхронизации. При одновременном использовании нескольких микросхем UC3875, каждая со своим собственным внутренним генератором, они могут быть связаны вместе с помощью выводов CLS и синхронизированы самым быстрым из генераторов этих микросхем. Также вывод CLS может использоваться для синхронизации микросхемы внешней тактовой частотой (сигнал ТТЛ/КМОП уровня), если внешний сигнал имеет более высокую частоту, чем частота

внутреннего генератора. Чтобы минимизировать ширину тактового импульса, к этому выводу может понадобиться подключить нагрузочный резистор.

SLP (УСТАНОВКА НАКЛОНА ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ/ КОМПЕНСАЦИЯ НАКЛОНА ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ)

Резистор, подключенный между этим выводом и V_{CC}, будет устанавливать ток, который используется для генерации пилообразного напряжения. Подключение этого резистора к источнику входного напряжения постоянного тока обеспечивает обратную связь по напряжению.

RMP (ВХОД ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ)

Этот вывод является входом ШИМ-компаратора. Необходимо подключить конденсатор от вывода RMP к GND. Наклон пилообразного напряжения на этом выводе:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_{SLP}}{R_{SLP} \times C_{RMP}}.$$

Количество внешних компонентов в режиме работы с обратной связью по току становится минимальным, когда этот вывод обеспечивает компенсацию наклона пилообразного напряжения (Смотри раздел "Информация по применению").

Так как между входом RMP и ШИМ-компаратором существует напряжение смещения, равное 1.3 В, выходное напряжение усилителя ошибки не может превышать эффективное значение пикового пилообразного напряжения, и фиксация длительности рабочего цикла легко достигается с соответствующими значениями R_{SLP} и C_{RMP}.

CMP (ВЫХОД УСИЛИТЕЛЯ ОШИБКИ)

Усилитель ошибки представляет из себя часть схемы, полностью управляемую напряжением обратной связи. Понижение уровня выходного напряжения усилителя ошибки ниже 1 В вызывает нулевой фазовый сдвиг. Так как усилитель ошибки имеет относительно низкую нагрузочную способность, сигнал с его выхода может быть задавлен сигналом источника с достаточно низким импедансом.

$\overline{EA}$ (ИНВЕРТИРУЮЩИЙ ВХОД УСИЛИТЕЛЯ ОШИБКИ)

Этот вывод обычно соединяется с резистивным делителем напряжения, через который считывается уровень выходного напряжения источника питания.

EA (НЕИНВЕРТИРУЮЩИЙ ВХОД УСИЛИТЕЛЯ ОШИБКИ)

Этот вывод обычно соединяется с источником опорного напряжения для сравнения с уровнем выходного напряжения источника питания, поступающим на вывод $\overline{EA}$.

SS (ВЫВОД ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ФУНКЦИИ "МЯГКОГО ЗАПУСКА")

Пока напряжение V_{CC} не превысит пороговое напряжение "схемы блокировки при понижении питания", на выводе SS удерживается потенциал земли. Когда напряжение V_{CC} достигает своего номинального значения (предполагается отсутствие аварийного режима), потенциал на выводе SS подтянется до напряжения приблизительно 4.8 В с помощью внутреннего источника тока равного 9 мкА. При появлении сигнала ошибки от обратной связи по току (напряжение на выводе CL превысило 2.5 В), потенциал на выводе SS будет опускаться до потенциала земли, а размах пилообразного напряжения достигать 4.8 В. Если сигнал ошибки появляется во время действия функции "мягкого запуска", выходы будут немедленно выключены, и емкость на выводе SS должна полностью зарядиться до переустановки триггера ошибки.

При параллельном включении микросхем выводы SS могут быть подключены к единственному конденсатору, но при этом зарядные токи будут складываться.

CL (НЕИНВЕРТИРУЮЩИЙ ВХОД ТОКОСЧИТЫВАЮЩЕГО КОМПАРАТОРА)

К инвертирующему входу токосчитывающего компаратора внутри микросхемы подведено опорное напряжение (отдельное от V_{REF}), равное 2.5 В. Как только напряжение на выводе CL превысит 2.5 В, устанавливается триггер ошибки, выходы переводятся в выключенное состояние и включается функция "мягкий запуск". Выходы будут находиться в выключенном состоянии до тех пор, пока напряжение на выводе CL не опустится ниже 2.5 В. Процесс переключения на выходах при нулевом фазовом сдвиге может начаться прежде, чем напряжение на выводе SS начнет повышаться. В этих условиях мощность на нагрузке не будет выделяться.

OUT A...OUT D (ВЫХОДЫ A...D)

Выходы микросхемы представляют из себя выходы квазикомплементарных формирователей, рассчитанные на ток до двух ампер, оптимизированные для работы как на затворы MOSFET-транзисторов, так и на трансформаторы сдвига уровня. Выходы работают попарно с номинальным рабочим циклом 50%. Пара A-B предназначена, чтобы возбуждать одну половину внешнего мощного мостового каскада синхронно с тактовыми импульсами. Пара C-D будет возбуждать другую половину моста, переключаясь со сдвигом фазы по отношению к A-B выходам.

DLY_{A-B}, DLY_{C-D} (УСТАНОВКА ЗАДЕРЖКИ ВКЛЮЧЕНИЯ ВЫХОДОВ)

Пользователь может программировать ток, текущий через эти выводы на землю (GND), устанавливая задержку включения для соответствующей пары выходов. Эта задержка вводится между выключением одного ключа и включением другого в том же самом плече моста, чтобы обеспечить "запрещенное время", в течение которого происходит резонансный процесс переключения внешних мощных ключей. Предусмотрена отдельная задержка для каждой половины моста, чтобы учесть различия зарядных токов в резонансном конденсаторе.

V_{REF} (ВЫВОД ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ)

Этот вывод является выходом точного источника опорного напряжения 5 В. Нагрузочная способность этого выхода — приблизительно 60 мА, имеется внутренняя схема ограничения тока короткого замыкания. Пока напряжение V_{CC} имеет низкое значение, источник опорного напряжения V_{REF} выключается, чтобы вынудить микросхему войти в состояние блокировки. Схема находится в состоянии блокировки, пока опорное напряжение V_{REF} не достигает величины приблизительно 4.75 В. Вывод V_{REF} должен соединяться непосредственно с выводом GND через конденсатор емкостью 0.1 мкФ с низкими эквивалентными последовательным сопротивлением и индуктивностью.

ИНФОРМАЦИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

СХЕМА БЛОКИРОВКИ ПРИ ПОНИЖЕНИИ ПИТАНИЯ

Пока напряжение V_{CC} не превышает верхнее пороговое напряжение "схемы блокировки при понижении питания", ток I_{CC} будет меньше 600 мкА, опорный генератор будет выключен, триггер ошибки сброшен, емкость на выводе SS разряжена, и выходы будут находиться в активном НИЗКОМ состоянии.

Опорный генератор включится, когда напряжение V_{CC} превысит верхнее пороговое напряжение схемы блокировки. Остальные части схемы остаются в состоянии блокировки, пока опорное напряжение V_{REF} не достигает величины приблизительно 4.75 В.

Рис. 2. Структурная схема блокировки при понижении питания

ГЕНЕРАТОР

Высокочастотный генератор может находиться или в режиме свободных колебаний или в режиме внешней синхронизации. При работе в режиме свободных колебаний частота устанавливается с помощью внешнего резистора и конденсатора, подключенных от вывода RC на землю (вывод GND). Синхронизация генераторов нескольких микросхем UC1875 производится простым соединением выводов CLS каждой микросхемы друг с другом. На линии, соединяющей выводы CLS нескольких микросхем (См. **Рис. 5** и **Рис. 6**), может потребоваться установка нагрузочных резисторов R1...Rn, чтобы уменьшить "расползание" тактовых импульсов из-за емкости линии. Эти резисторы могут также оказаться полезными при разрыве линии, соединяющей выводы CLS, что позволяет сохранить местные функциональные возможности.

Рис. 3. Упрощенная схема генератора

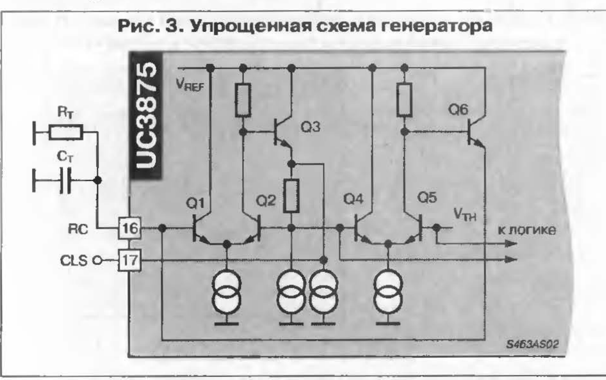


Рис. 4. Временные диаграммы сигналов на выводах 16 и 17

Рис. 5. Схема синхронизации генераторов нескольких микросхем

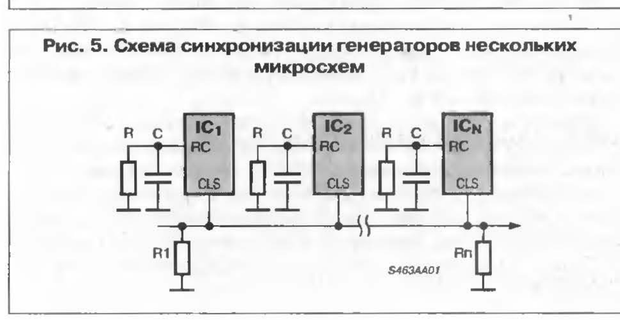
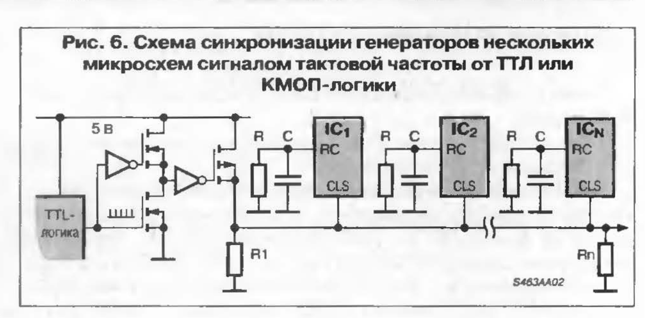


Рис. 6. Схема синхронизации генераторов нескольких микросхем сигналом тактовой частоты от ТТЛ или КМОП-логики



СХЕМЫ ЗАДЕРЖКИ ВКЛЮЧЕНИЯ ВЫХОДОВ И ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ

В каждом из выходных каскадов транзисторы Q3...Q6 образуют быстродействующий квазикомплементарный выходной формирователь (см. **Рис. 7**), который может пропускать втекающий или вытекающий ток с пиковым значением больше, чем 1 А, и общей задержкой приблизительно 30 нс. Для гарантированного сохранения низкого уровня на выходе при включении питания транзисторы Q7...Q9 образуют самосмещенный формирователь, который удерживает транзистор Q6 открытым до момента, когда напряжение питания достигнет порога включения. Эта схема работает, даже когда отсутствует напряжение питания V_{CC}. Транзистор Q6 также открывается сигналом от схемы контроля аварийных состояний и сохраняет НИЗКИЙ уровень на выходе .

Рис. 7. Упрощенная схема выходных каскадов

Задержка включения выходов, обеспечивающая "запрвщенное время", выполнена на вмкости C1, которая должна разрядиться до напряжения V_{TH} прежде, чем напряжение на выходах начнет нарастать. Время задержки определяется источниками тока $1I_1$ и $2I_1$, которые устанавливаются внешним резистором R_{TD}. Напряжение на выводах установки задержки DLY внутренне стабилизируется на уровне 2.5 В. Диапазон установки "запрещенного времени" равен 50...200 нс.

ПРИМЕЧАНИЕ: Время задержки должно быть обязательно установлено, так как не имеется никакого способа отключения схемы задержки.

Рис. 8. Схема расположения фаз выходных ключей

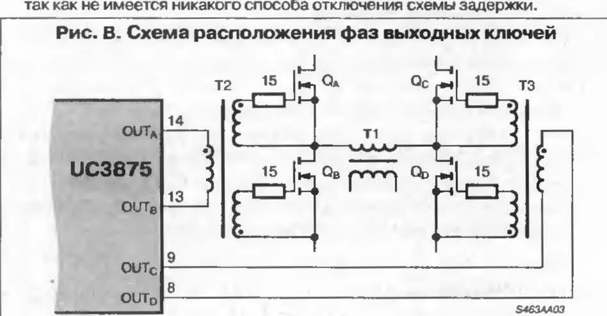


СХЕМА КОНТРОЛЯ АВАРИЙНЫХ СОСТОЯНИЙ

Схема контроля аварийных состояний обеспечивает два способа выключения :

- Полное выключение всех четырех выходных мощных каскадов
- Фиксация нулевого сдвига фазы.

Полное выключение вызывается схемой токовой защиты или схемой блокировки при понижении напряжения питания. Когда напряжение на выводе SS достигает величины нижнего порогового напряжения, разрешается начать процесс переключения на выходе, в то же время сдвиг фазы увеличивается от нуля до номинального значения с постоянной времени, определяемой емкостью на выводе SS.

Схема контроля аварийных состояний защищена от режима "икания", возникающего от повторяющегося с низкой частотой аварийного сигнала, тем, что емкость на выводе SS должна заряжаться через полный период между каждой попыткой повторного старта.

Рис. 9. Схема контроля авврийных состояний и схема "мягкого запуска"

Рис. 10. Временные соотношения схемы контроля аеарийных состояний

ГЕНЕРАТОР ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Генератор пилообразного напряжения может использоваться в одном из следующих режимов управления:

- Режим с обратной связью по напряжению
- Режим с опережающей обратной связью по напряжению
- Режим с обратной связью по току
- Режим с обратной связью по току и компенсацией наклона пилообразного напряжения.

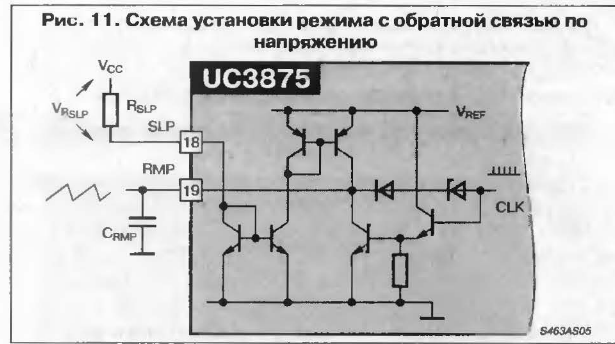
Режим с обратной связью по напряжению достигается простым подключением резистора R_{SLP} между выводами V_{CC} и SLP.

Режим с опережающей обратной связью по напряжению достигается подключением резистора R_{SLP} между выходной клеммой источника питания и выводом SLP микросхемы UC3875.

Изменения пилообразного напряжения в режиме с обратной связью по напряжению описываются выражением:

$$\frac{dV}{dt} \approx \frac{V_{SLP}}{R_{SLP} \times C_{RMP}}.$$

Рис. 11. Схема установки режима с обратной связью по напряжению



В режиме с обратной связью по току генератор пилообразного напряжения может быть отключен заземлением вывода SLP и использованием вывода RMP как прямого входа считывания тока ШИМ-компаратора. На **Рис. 12** показана схема установки режима с обратной связью по току и компенсацией наклона пилообразного напряжения. Резистор R_{CS2} восстанавливает форму полученного от трансформатора тока, в то время как напряжение с емкости C_R производит компенсацию, складываясь с пилообразным напряжением. Заметим, что резисторы R_{CS} должны иметь достаточно низкие значения, чтобы позволить емкости C_R полностью разрядиться через схему генератора пилообразного напряжения.

Изменения пилообразного напряжения в режиме с обратной связью по току и компенсацией наклона пилообразного напряжения описываются выражением:

$$\frac{dV}{dt} \approx \frac{V_{SLP}}{R_{SLP} \times C_R}.$$

Рис. 12. Схема установки режима с обратной связью по току и компенсацией наклона пилообразного напряжения

ОПИСАНИЕ ФАЗОСДВИГАЮЩЕГО ШИМ-КОНТРОЛЛЕРА С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ПРИ НУЛЕВОМ НАПРЯЖЕНИИ НА МИКРОСХЕМЕ UC3875

СИГНАЛЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ КЛЮЧЕЙ

Расположенные по диагонали мостовой схемы ключи возбуждаются вместе в полномостовом конвертере и поочередно подключают первичную обмотку трансформатора к входному напряжению питания V_{CC} в течение некоторого периода времени t_{ON}, как показано на **Рис. 14**.

Мощность передается на выходной каскад только при включенном состоянии выходных ключей, которое соответствует определенной длительности рабочего цикла при работе на фиксированной частоте. Добавим, что полный диапазон длительностей требуемых рабочих циклов уникален для каждого конкретного применения и может быть оценен исходя из величины входного напряжения питания и спецификаций выходного напряжения.

Рис. 13. Общая схема полного моста

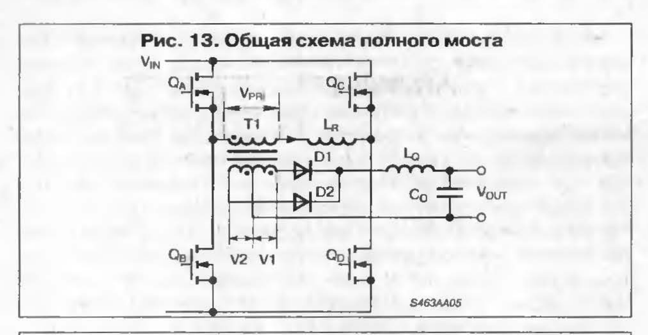


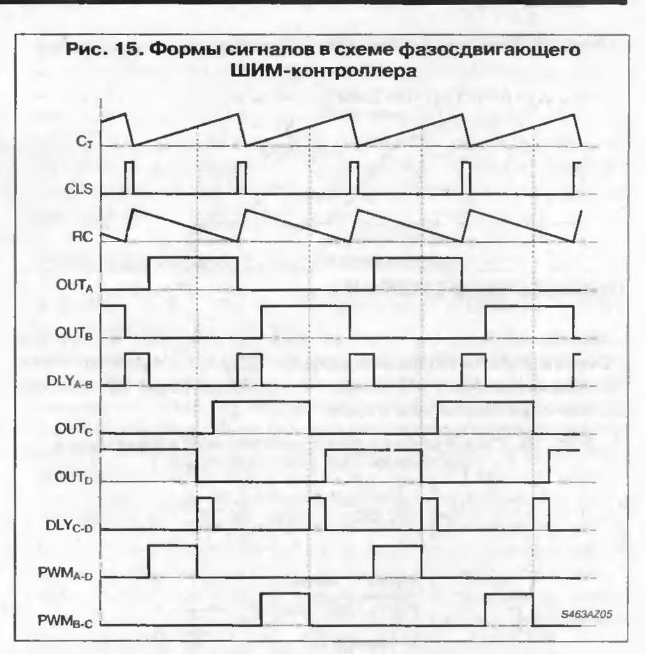
Рис. 14. Формы ШИМ-сигналов в схеме полного моста

До появления сигнала возбуждения диагональных ключей полномостовой схемы вводится преднамеренная задержка, чтобы можно было выдать сигнал возбуждения диагональных ключей со сдвигом фазы. Эта задержка определяется напряжением петли обратной связи схемы управления и, по существу, является сдвигом фазы между двумя выходными сигналами формирователей одного плеча моста. Эффективное управление рабочим циклом производится изменением сдвига фазы между сигналами возбуждения ключей, как показано на **Рис. 15**.

Уникальным в фазосдвигающей технологии является то, что оба ключа, соединеных последовательно с трансформатором, могут быть открыты, а напряжение, приложенное к трансформатору, равно нулю. Это возможно потому, что эти ключи не являются диагональными ключами полномостовой схемы, а представляют из себя или два верхних, или два нижних ключа. В этом режиме первичная обмотка трансформатора по существу закорочена и имеет потенциал соответствующей шины входного напряжения. Значение тока первичной обмотки поддерживается на предыдущем уровне, так как не имеется напряжения, вызывающего изменение его значения. Этот "мертвый промежуток" заполняет пустоту в цикле преобразования между резонансными процессами и моментами передачи энергии, ключи могут находиться в таком состоянии в течение некоторого периода времени, которое соответствует требуемому времени нахождения в выключенном состоянии для определенного цикла переключения.

Когда один из этих ключей выключается позже, ток первичной обмотки начинает протекать через паразитную выходную емкость ключа C_{OSS} и порождает резонансный процесс между стоком ключа и противоположной шиной входного напряжения. Это положение исправляет противоположный ключ того же самого "плеча" моста, переходящий во включенное состояние при нулевом напряжении.

Рис. 15. Формы сигналов в схеме фазосдвигающего ШИМ-контроллера



ОСНОВЫ СПОСОБА ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ПРИ НУЛЕВОМ НАПРЯЖЕНИИ

"Запрещенное время" может быть преднамеренно введено в цикл преобразования энергии, в результате чего ключ останется закрытым и зафиксированным на нулевом напряжении параллельным резонансным контуром. После того, как будет достигнуто нулевое напряжение, до перехода ключа в открытое состояние он останется закрытым, в то время как ток циркулирует в закороченной первичной обмотке через паразитный диод подложки и противоположный, все еще открытый, ключ плеча. Это выключенное состояние используется, чтобы заполнить пустоту между точкой, где нулевое напряжение было достигнуто, и точкой, где ключу требуется перейти во включенное состояние при достигнутой фиксированной частоте работы.

Работа на фиксированной частоте возможна в определенном диапазоне входных напряжений и выходных токов. Метод переключения при нулевом напряжении (ZVS) на переменной частоте имеет подобные ограничения для нормальной работы, которые имеют место при минимальной нагрузке на выходе и максимальном входном напряжении, как показано на **Рис. 16**.

Рис. 16. Моменты переключения при нулевом напряжении

ОСНОВЫ ФАЗОСДВИГАЮЩЕЙ СХЕМОТЕХНИКИ

Ключи в фазосдвигающем полномостовом конвертере используются по-другому, чем такие же ключи в нерезонансных схемах. Основным в этой схемотехнике является использование паразитных элементов конструкции MOSFET-ключей. Внутренний паразитный диод подложки и выходная емкость C_{OSS} каждого ключа (совместно с током первичной обмотки) являются основными компонентами, используемыми для порождения и коммутации резонансных процессов. (На схемах C_{OSS} показана как C_A, C_B, C_C и C_D).

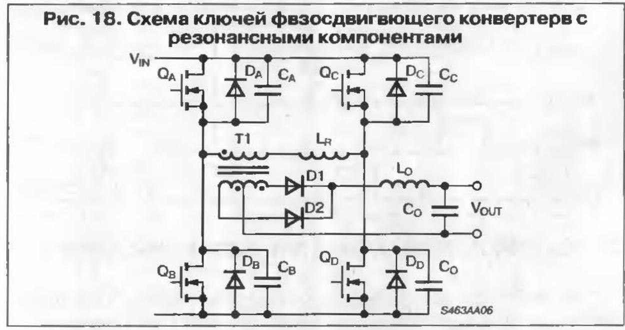
6

Рис. 17. Ограничения способе переключения при нулевом нвпряжении

ОПИСАНИЕ СХЕМНОГО РЕШЕНИЯ

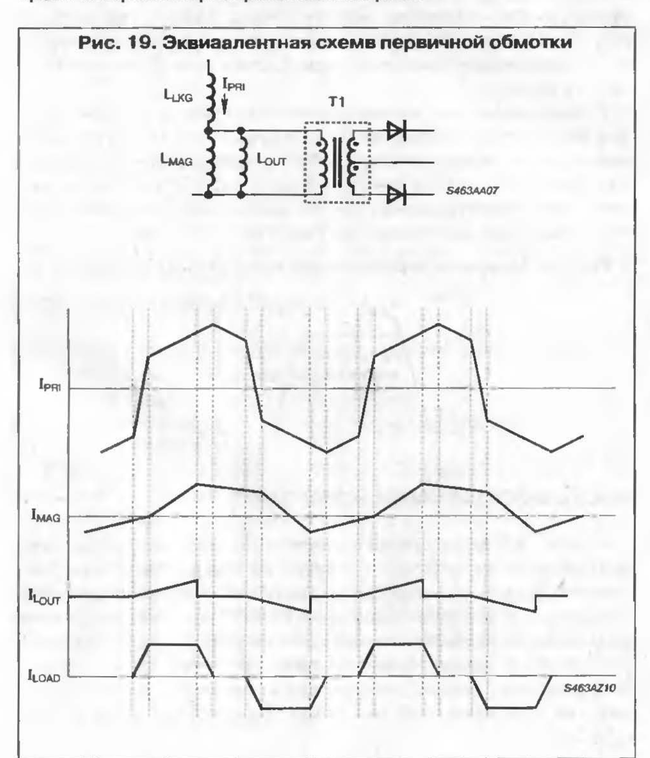
Детальное описание работы фазосдвигающего конввртера начнется после описания элементов схемы. Схемное решение фазосдвигающего конвертера показано на **Рис. 18**, включая обозначения напряжений и токов.

Рис. 18. Схема ключей фвзосдвигвющего конвертерв с резонансными компонентами



Основная схема состоит из четырех ключей, обозначенных $Q_A...Q_D$, и составляющих правое и левое плечо моста. Каждый ключ показан зашунтированным паразитным диодом подложки $D_A...D_D$ и паразитной выходной емкостью $C_A...C_D$. Они обозначены отдельно, чтобы показать задействованные элементы и протекание токов во время интервалов преобразования энергии.

Рис. 19. Эквиаалентная схемв первичной обмотки



На детальной эквивалентной схеме трансформатора, первичная обмотка которого представлена отдельно, показаны индуктивность рассеивания L_{LKG}, индуктивность намагничивания L_{MAG} и токи первичной обмотки. Вклад вторичной обмотки в ток первичной обмотки также показан для законченности и разделяется на два компонента. Постоянная составляющая тока первичной обмотки (I_P) представляет из себя выходной постоянный ток вторичной обмотки, деленный на коэффициент трансформации трансформатора (N). Переменную составляющую тока вторичной обмотки также можно представить, умножая выходную индуктивность на квадрат коэффициента трансформации (N^2), или деля переменную составляющую тока пульсации вторичной обмотки $I_{SEC}(AC)$ на коэффициент трансформации, как показано на **Рис. 19**.

НАЧАЛЬНЫЕ УСЛОВИЯ

Момент времени: $t = t_0$; Q_A – открыт; Q_D – открыт

Описание работы фазосдвигающего конвертера начинается с окончания одного из циклов преобразования энергии. Это происходит, когда трансформатор уже передал энергию нагрузке, и два диагональных ключа моста находятся в проводящем состоянии. Начальный ток, текущий в первичной обмотке, может быть обозначен как $I_{PRI}(t_0)$.

Рис. 20. Нвчальные условия. Момент времени: $t < t_0$

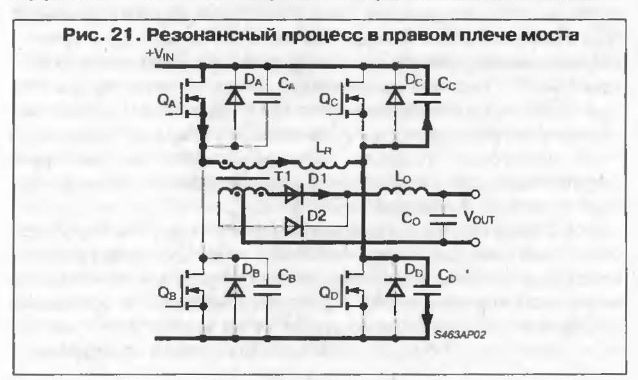
РЕЗОНАНСНЫЙ ПРОЦЕСС В ПРАВОМ ПЛЕЧЕ МОСТА

Интервал: $t_0 < t < t_1$; Q_A – открыт, Q_D – закрыт, C_C – разряжается, C_D – заряжается

Ток первичной обмотки, текущий в момент t_0, равен $I_{PRI}(t_0)$ и проходит через диагональ моста, т.е. транзистор Q_A и транзистор Q_D. В момент t_0 ключ Q_D закрывается схемой управления, что вызывает немедленный резонансный процесс в правом плече моста.

Ток в первичной обмотке поддерживается почти постоянным и равным $I_{PRI}(t_0)$ с помощью резонансной индуктивности L_{PRI}(RES) первичной обмотки, часто упоминавмой как индуктивность рассеивания трансформатора. Таким образом, чтобы изменить эффективное значение индуктивности рассеивания, можно доба-

Рис. 21. Резонансный процесс в правом плече моста



вить внешнюю последовательную индуктивность, и сумму этих индуктивностей можно представить как резонансную индуктивность L_R. На практике может быть трудно точно управлять индуктивностью рассевания трансформаторов в пределах приемлемого диапазона переключения при нулевом напряжении, так как это требует изменения величины зазора катушки индуктивности. Также возможно, что индуктивность рассеивания трансформатора может быть слишком низкой, чтобы обеспечить желательную длительность переходного процесса для данного применения, в таких случаях, чтобы изменить резонансную индуктивность, может быть применена внешняя катушка индуктивности.

После того, как ключ Q_D закрывается, ток первичной обмотки продолжает течь через выходную емкость ключа.

Прохождение тока обеспечивается выходной емкостью C_{OSS}. Емкость ключа Q_D заряжается по существу от нуля до напряжения верхней шины источника питания $+V_{CC}$. Одновременно емкость трансформатора C_{TR} (на рисунке не показана) и выходная емкость ключа Q_C разряжаются, так как потенциал источника напряжения повышается от напряжения нижней до напряжения верхней шины источника питания. Этот резонансный переходный процесс вызывает открывание ключа Q_C без приложения напряжения сток-исток и уменьшает потери переключения при нулевом напряжении.

Ток первичной обмотки, вызывающий этот процесс, в правом плече моста приблизительно можно считать полным током нагрузки в первичной обмотке трансформатора $I_{PRI}(t_0)$. Вклад резонансных токов является очень незначительным по сравнению с величиной полного тока нагрузки.

В течение резонансного процесса в правом плече моста напряжение на первичной обмотке трансформатора уменьшается от V_{CC} до нуля. В некоторый момент напряжение на первичной обмотке понижается ниже приведенного значения напряжения вторичной обмотки $V_{OUT} \times N$. Когда это происходит, первичная обмотка больше не передает энергию вторичной, и изменяется полярность напряжения выходной индуктивности. Одновременно энергия, запасенная в выходном дросселе, начинает компенсировать энергию первичной обмотки, пока ее значение, наконец, не достигает нуля.

После окончания резонансного процесса в правом плече моста на первичной обмотке трансформатора не имеется никакого напряжения. Также, в идеальном случае, никакого напряжения не имеется и на вторичной обмотке трансформатора и, соответственно, не происходит передачи энергии. Заметим, что резонансный процесс определяет не только скорость изменения напряжений в первичных и вторичных обмотках dV/dt, но и скорость изменения токов в цепи выходного фильтра dI/dt.

ФИКСИРОВАННЫЙ ИНТЕРВАЛ СВОБОДНОЙ ЦИРКУЛЯЦИИ

Интервал: $t_1 < t < t_2$; Q_A – открыт, Q_C – открыт, D_C – открыт

Как только резонансный процесс в правом плече моста завершается, ток первичной обмотки свободно циркулирует через транзистор Q_A и паразитный диод ключа Q_C. Величина тока оставалась бы постоянной до следующего резонансного процесса, если считать, что компоненты обладают идеальными свойствами. Ключ Q_C может быть открыт в то время, когда он зашунтирован паразитным диодом, т.е. диод шунтирует сопротивление открытого полевого транзистора $R_{DS\ ON}$, таким образом, понижая потери проводимости. Хотя ток течет в противоположном нормальному направлении (от истока к стоку) канал транзистора Q_C проводит и будет пропускать часть тока, поделенного между паразитным диодом и ключом.

Рис. 22. Фиксированный интервал свободной циркуляции

ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС В ЛЕВОМ ПЛЕЧЕ МОСТА

Интервал: $t_2 < t < t_3$; Q_A – закрыт, Q_C – открыт, D_C – открыт, C_B – разряжается, C_A – заряжается

В момент t_2 остаточный ток протекает в первичной обмотке трансформатора, хотя величина его из-за потерь становится немного меньше, чем $I_{PRI}(t_0)$. Ключ Q_C, открытый до этого, останется открытым, а ключ Q_A будет закрыт. Ток первичной обмотки трансформатора продолжает течь, но путь тока теперь проходит через выходную емкость C_{OSS} ключа Q_A вместо его канала. Ток, вызываемый повышением напряжения сток-исток на ключе Q_A, изменяет потенциал истока этого ключа от напряжения верхней к напряжению нижней шины питания. Противоположный процесс происходит на ключе Q_B, к которому до этого было приложено полное напряжение питания. Теперь резонансный процесс выравнивает напряжение на выводах ключа Q_B до нуля, что позволит произойти процессу переключения без потерь.

Ток первичной обмотки трансформатора продолжает течь и фиксируется паразитным диодом ключа Q_B, который все еще закрыт. Эта фиксация тока короткозамкнутым элементом — необходимое условие для переключения при нулевом напряжении на фиксированной частоте. Как только ключ Q_B откроется, первичная обмотка трансформатора подключается к шинам питания, так как ключ Q_C уже открыт и начинается процесс передачи энергии. Хотя переключение при нулевом напряжении уже было произведено, в момент открывания ключа Q_B достигается нулевое напряжение, вызывающее работу на переменной частоте.

Рис. 23. Переходный процесс в левом плече моста

Заметим, что переходный процесс в левом плече моста требует большего количества времени для завершения, чем переходный процесс в правом плече моста. Потери проводимости постоянной составляющей в ключах, обмотке трансформатора и межсоединениях, обусловленные протеканием тока первичной обмотки, понижаются. Энергия, запасенная в последовательной резонансной индуктивности и индуктивности намагничивания больше не идеально компенсируется при нулевом напряжении. Эта потеря, в дополнение к потерям, понесенным в течение предыдущего переходного процесса, уменьшает ток первичной обмотки ниже начального значения $I_{PRI}(t_0)$, таким образом, вызывая более длинный переходный процесс в левом плече моста, чем в правом.

В отличие от обычного преобразователя питания, один транзистор в диагональной паре фазосдвигающего полномостового конвертера включается прежде, чем энергия будет передана, что

упрощает формирователи затворных токов. Удобно обозначать эти коммутирующие ключи как верхние ключи конвертера, обычно гораздо более трудно возбуждаемые, чем их нижнии копии.

ИНТЕРВАЛ ПЕРЕДАЧИ МОЩНОСТИ

Интервал: $t_3 < t < t_4$; Q_B — открыт, Q_C — открыт

Этот интервал фазосдвигающего цикла в основном идентичен аналогичному интервалу обычного конвертера с прямоугольной формой сигнала. Два диагональных ключа открыты, и, поэтому, полное напряжение питания приложено к первичной обмотке трансформатора. Скорость нарастания тока определяется напряжением V_{CC} и последовательной индуктивностью первичной обмотки, однако начинается с отрицательного значения, а не с нуля. Ток увеличится до постоянного уровня, равного выходному току, деленному на коэффициент трансформации I_{OUT}/N. Имеется два основных вкладчика в ток первичной обмотки — это ток намагничивания I_{MAG} и вклад выходной индуктивности, приведенной к первичной обмотке L_{OUT}/N^2. Точная длительность включенного состояния есть функция от напряжений V_{CC}, V_{OUT} и коэффициента трансформации трансформатора N, точно также, как в обычных конвертерах.

Рис. 24. Интервал передачи мощности

КЛЮЧИ ВЫКЛЮЧЕНЫ

Момент времени: t_4

Цикл переключения заканчивается в момент t_4, когда верхний правый ключ Q_C закрыт. Ток в канале транзистора Q_C прекращается, но продолжает течь через паразитную выходную емкость C_{OSS}. Это увеличивает напряжение сток-исток по существу от нуля до полного напряжения питания V_{CC}. Выходная емкость нижнего ключа в левом плече Q_D одновременно разряжается с помощью тока первичной обмотки. Таким образом, у транзистора Q_D появляются оптимальные условия для переключения при нулевом напряжении без напряжения сток-исток.

Для упрощения анализа ток в течение этого интервала принимается постоянным. В действительности он имеет слегка резонансный характер, как упомянуто при описании резонансного процесса в правом плече моста, но амплитуда резонансной составляющей незначительна по сравнению с полным током нагрузки. В этой точке заканчивается интервал преобразования энергии, и далее надо производить идентичный анализ другой диагонали моста, что было полностью описано для ключей Q_A и Q_D.

РАССМОТРЕНИЕ РЕЗОНАНСНОГО КОНТУРА

Конструирование резонансного контура начинается с выбора приемлемой частоты переключения. С одной стороны частота выбирается для получения требуемой удельной мощности, с другой стороны, устанавливается максимальная длительность переходного процесса, основываясь на достижимых рабочих циклах во всех эксплуатационных режимах. В данном случае наилучшее понимание и получение приемлемых результатов обеспечивает опыт.

Максимальная длительность переходного процесса бывает во время преобразования в левом плече моста, работающем при минимальном выходном токе нагрузки.

ОГРАНИЧЕНИЯ РЕЗОНАНСНОЙ СХЕМЫ

Для резонансных схем с небольшой нагрузкой должны быть соблюдены два условия, относящихся к энергии, запасенной в резонансной катушке индуктивности. Первое заключается в том, что необходимо иметь достаточно запасенной индуктивной энергии, чтобы возбуждать резонансный процесс между паразитными емкостями и противоположной шиной питания. Второе условие гласит, что этот процесс должен происходить в пределах допустимого времени процесса. Результатом нарушения одного или обоих условий является появление потерь переключения при ненулевом напряжении. Первое условие будет описано ниже как одно из ограничений резонансной схемы.

Проектировщики могут утверждать, что некоторые потери на переключение могут иметь небольшие последствия для практических применений при очень малых нагрузках, особенно учитывая, что имеются существенные выгоды при больших нагрузках. Хотя это может считаться прагматическим подходом для многих применений, такое представление, а это значительно важнее, продолжает использование режима, полностью лишенного потерь, как окончательной цели конструирования.

Требования к запасенной энергии индуктивности и ограниченная максимальная длительность резонансного процесса также определяют угловую частоту ω_R схемы резонансного контура. Элементы этого контура: резонансная индуктивность L_R и емкость C_R, сформированная выходными емкостями двух ключей, а также включенная параллельно с трансформатором емкость первичной обмотки C_{TR}. Максимальная длительность резонансного процесса не может превышать четырех периодов самой резонансной частоты, чтобы удовлетворять условию переключения при нулевом напряжении.

Угловая частота резонансного контура:

$$\omega_R = (L_R \times C_R)^{-0.5}.$$

Максимальная длительность резонансного процесса

$$t(max) = 4 \times \omega_R.$$

Упоминаемая выходная емкость MOSFET-ключа C_{OSS} должна быть умножена на коэффициент 4/3, чтобы учесть увеличение емкости, вызванное действием высокого напряжения. Во время каждого резонансного процесса две выходных емкости ключей соединяются параллельно, удваивая общую емкость до $8/3 \times C_{OSS}$. Также должна быть учтена емкость первичной обмотки трансформатора C_{TR}, поскольку она не яаляется такой уж незначительной во многих высокочастотных применениях.

Резонансная емкость:

$$C_R = \frac{8}{3} C_{OSS} + C_{TR}.$$

Емкостная энергия, необходимая для завершения резонансного процесса:

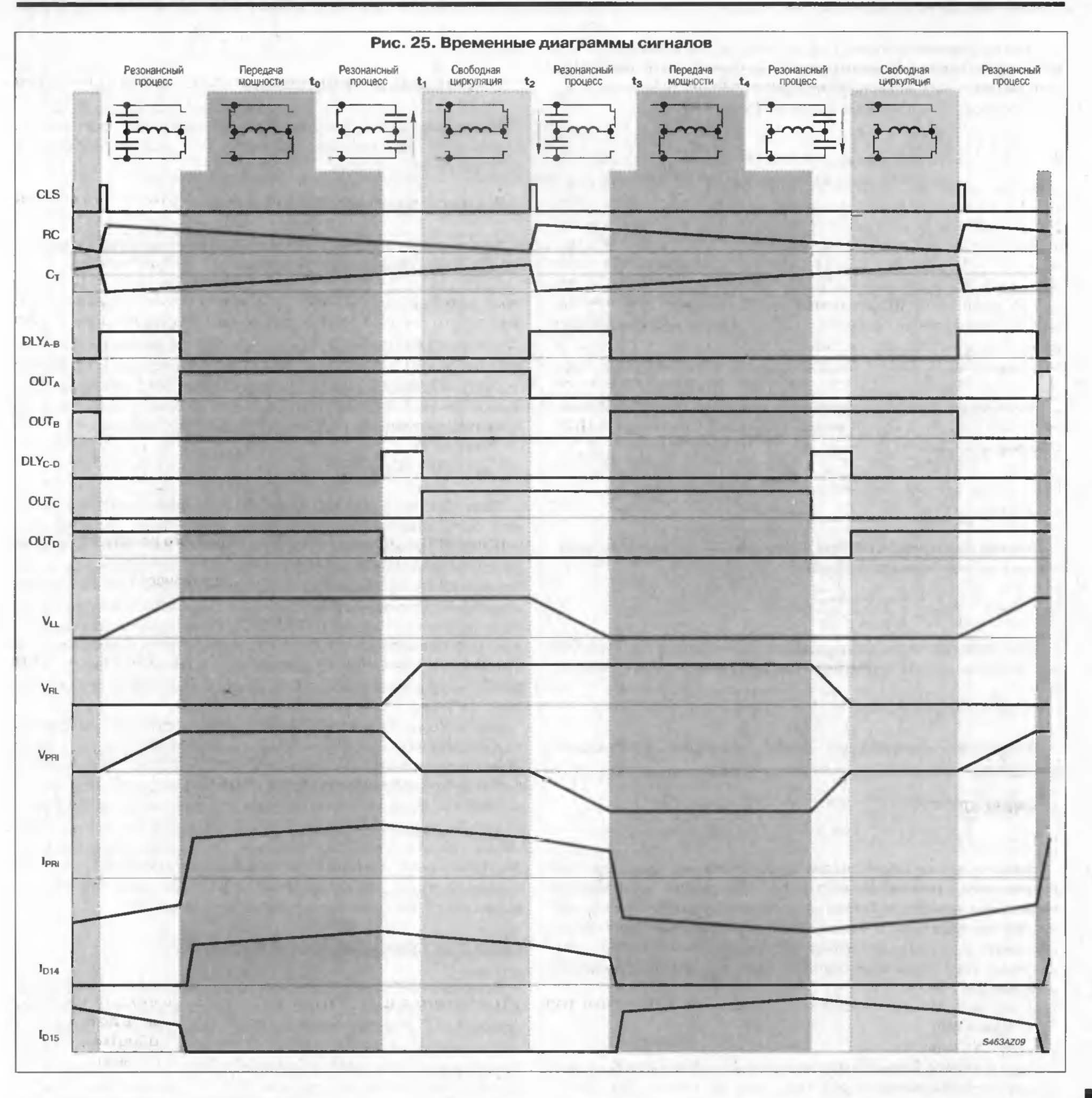
$$W_{CR} = \frac{1}{2} C_R \times (V_{PRI})^2,$$

где V_{PRI} — напряжение на первичной обмотке.

Эта энергия может также быть выражена как:

$$W_{CR} = (\frac{4}{3} C_{OSS} + C_{TR}) \times (V_{CC})^2.$$

Рис. 25. Временные диаграммы сигналов



ЗАПАСЕННАЯ ЭНЕРГИЯ ИНДУКТИВНОСТИ

Энергия, запасенная в резонансной индуктивности, должна быть больше, чем энергия, требуемая, чтобы заряжать и разряжать выходные емкости ключей и емкость первичной обмотки трансформатора во время резонансного процесса в пределах максимальной длительности резонансного процесса.

Внутри трансформатора вся энергия запасена в индуктивности рассевания, так как ток вторичной обмотки фиксирует напряжение первичной обмотки по существу на нуле. Это вызывает циркуляцию большого тока первичной обмотки (См. **Рис. 19**) в физической обмотке, но не оказывает никакого влияния на запасенную энергию, используемую для переключения при нулевом напряжении.

Энергия, запасенная в резонансной индуктивности:

$$W_{LR} = \frac{1}{2} L_R \times (I_{PRI})^2,$$

где I_{PRI} — ток первичной обмотки.

РЕЗОНАНСНЫЕ СХЕМЫ. ВЫВОДЫ

Имеются несколько способов расчета значений резонансной индуктивности и минимального тока первичной обмотки в любых применениях. Каждый из этих способов основан на следующих фундаментальных соотношениях.

6

Частота резонансного контура должна быть по крайней мере в четыре раза выше, чем длительность резонансного процесса при полном резонансе в пределах максимальной длительности резонансного процесса t(max) для малой нагрузки.

$$f_R = 4 \times t(max)$$

$$f_R = \frac{1}{t_R}$$

или

$$t_R = \frac{1}{f_R} = \frac{1}{4 \times t(max)},$$

где $\omega_R = 2\pi f_R$

$$\omega_R = \frac{2\pi}{t_R}.$$

После перестановки и объединения этих соотношений получим:

$$\omega_R = \frac{2\pi}{4t(max)}$$

$$\omega_R = \frac{\pi}{2t(max)}.$$

Угловая резонансная частота в радианах ω_R связана с резонансными компонентами уравнением:

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}.$$

Возведем обе части этого равенства в квадрат и преобразуем его, чтобы вычислить точное значение резонансной индуктивности:

$$L_R = \frac{1}{\omega_R^2 C_R}.$$

Подстановка значений для ω_R и C_R приводит к следующему уравнению:

$$L_R = \frac{1}{\left(\frac{\pi}{2t(max)}\right)^2 \left(\frac{8}{3} C_{OSS} + C_{TR}\right)}.$$

Заметим, что эта формула дает точное значение резонансной индуктивности, учитывающее только требования резонансных переходных процессов. Так как резонансная индуктивность включена последовательно с первичной обмоткой трансформатора, следовательно, она также определяет максимальную скорость нарастания тока первичной обмотки dI/dt как функцию входного напряжения:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{V_{IN}}{L_R}.$$

Если значение резонансной индуктивности слишком большое, может потребоваться слишком много времени, чтобы достигнуть необходимого тока нагрузки в пределах цикла преобразования энергии. Расчетное значение индуктивности удовлетворяет условию малой нагрузки, однако работу с предельной нагрузкой также надо рассмотреть.

ТРЕБОВАНИЯ К ЗАПАСЕННОЙ ЭНЕРГИИ

Как было показано, энергия, запасенная в резонансной индуктивности, должна быть больше, чем энергия емкости, необходимая для прохождения резонансного процесса в пределах допустимого времени. В итоге получаются следующие уравнения:

$$\frac{1}{2} L_R \times [I_{PRI}(min)]^2 > \frac{1}{2} C_R \times [V_{CC}(max)]^2$$

или

$$L_R \times [I_{PRI}(min)]^2 > C_R \times [V_{CC}(max)]^2.$$

Так как значения C_R и V_{CC} известны или могут быть оценены для конкретного применения, величину L_R можно определить количественно.

МИНИМАЛЬНЫЙ ТОК ПЕРВИЧНОЙ ОБМОТКИ

Теперь можно определить минимальный ток первичной обмотки, преобразовав предыдущее уравнение:

$$I_{PRI}(min) = V_{IN} \sqrt{\frac{C_R}{L_R}}.$$

Это значение может быть поддержано вычислением среднего тока, требуемого для перезарядки резонансного конденсатора до полного напряжения шины источника питания. Хотя величина, полученная по этой формуле, будет более низкой, чем $I_P(min)$, она может использоваться как математическое подтверждение:

$$I_R(avg) = C_R \frac{V_{IN}}{t(max)}.$$

Получение необходимой величины тока первичной обмотки может быть выполнено несколькими способами. Большинство использует прямой подход, заключающийся в том, чтобы просто ограничить минимальный ток нагрузки соответствующим уровнем. Один из альтернативных подходов, однако, заключается в конструировании трансформатора с соответствующей индуктивностью намагничивания. Некоторую помощь току намагничивания оказывает вклад параллельно текущего приведенного тока индуктивности вторичной обмотки. Также должны приниматься во внимание любые изменения рабочего цикла, изменяющие пиковый зарядный ток.

Вообще одного тока намагничивания недостаточно во многих автономных высокочастотных конвертерах. Трансформатор обычно имеет ограниченные потери в сердечнике, что означает большое число витков первичной обмотки и высокую индуктивность намагничивания. Одна из возможностей для получения необходимой величины тока первичной обмотки — шунтирование первичной обмотки трансформатора внешней катушкой индуктивности. Альтернативное решение — это введение катушки индуктивности в выходной фильтр, ток намагничивания которой также помогает резонансным процессам на стороне первичной обмотки.

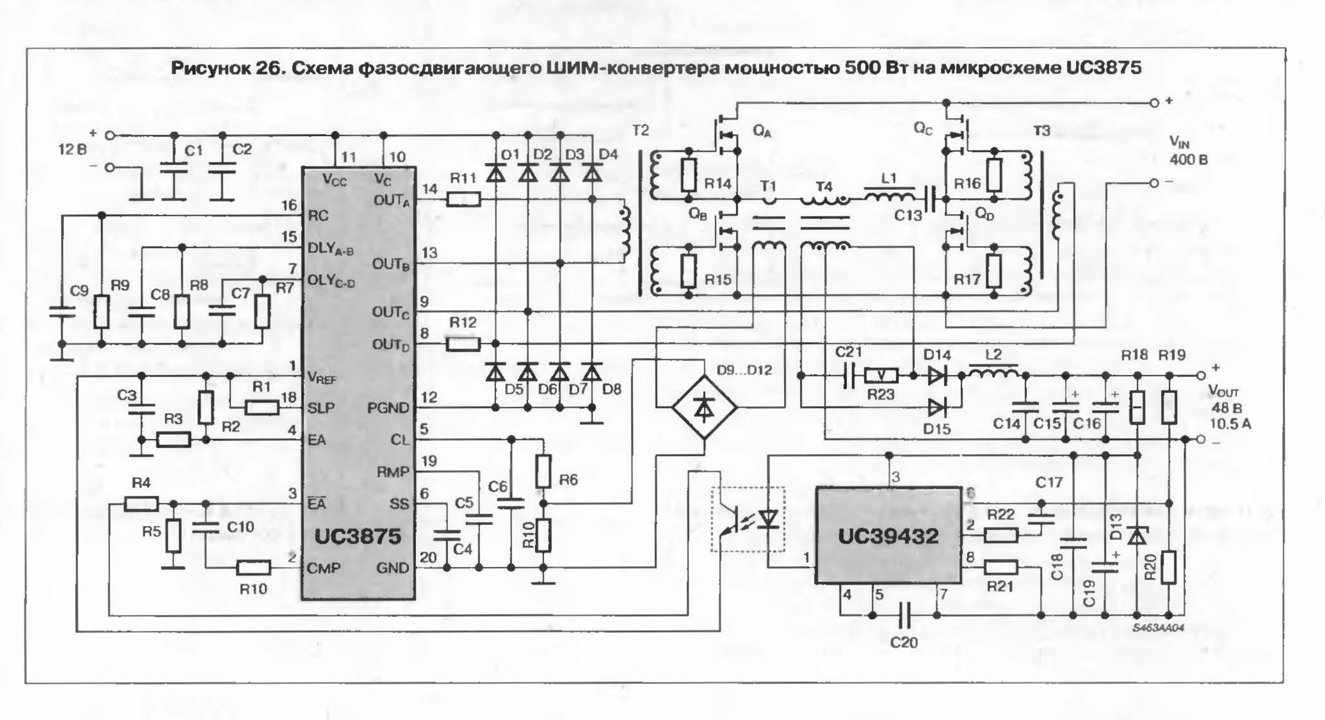
СХЕМА ФАЗОСДВИГАЮЩЕГО ШИМ-КОНТРОЛЛЕРА

Вероятно наиболее критический аспект управления в фазосдвигающей ШИМ-технике — способность охватить полный диапазон сдвига фаз от 0° до 180°. Невозможность охвата этого диапазона может вызывать ненужные трудности в схеме защиты или ключах. Потеря управления в любой ситуации кончится катастрофическими последствиями в виде одновременного открывания обоих транзисторов в одном плече конвертера. Микросхема фазосдвигающего контроллера UC3875 обладает необходимыми свойствами, чтобы обеспечить без особых усилий и переключение при нулевом напряжении, и эффективный полный рабочий цикл. Дополнительно микросхема контроллера используется, чтобы обеспечить необходимые функции управления, декодирования, защиты и формирования для данного применения. Для приведенного примера осуществлен режим управления с обратной связью по току, хотя микросхема одинаково подходит и для обычного режима управления с обратной связью по напряжению, а также для ОС с опережающей подачей входного напряжения. При работе в режиме упраления с обратной связью по току микросхема принимает за нуль напряжение максимальной амплитудой 2.7 В на входе токосчитывающего компаратора

и выполняет простую функцию компенсации наклона пилообразного напряжения.

Микросхема UC39432 представляет из себя монитор напряжения (см. **Рис. 26**), сравнивающий напряжение на выводе [6] с внутренним опорным напряжением V_{REF} = 1.3 В. Компоненты R22, C17 — это компенсирующая цепь, а R21 ограничивает ток в цепи выходного каскада (через светодиод оптрона).

Рисунок 26. Схема фазосдвигающего ШИМ-конвертера мощностью 500 Вт на микросхеме UC3875



СПИСОК КОМПОНЕНТОВ

Конденсаторы:

(Все конденсаторы керамические на рабочее напряжение 20 В, если не указано иначе)

C1 .... 1 мкФ
C2 .... 47 мкФ x 25 В, Электролитический
C3 .... 1 мкФ
C4 .... 1 мкФ
C5 .... 75 пФ x16 В, Полистирольный
C6 .... 0.001 мкФ
C7, 8 .... 0.01 мкФ
C9 .... 470 пФ
C10 .... 0.1 мкФ
C11 .... 1 мкФ x 450 В, Полистирольный
C12 .... 47 мкФ x 450 В, Электролитический
C13 .... 1.2 мкФ x 450 В, Полистирольный
C14 .... 1 мкФ x 100 В
C15, 16 .... 220 мкФ x 63 В, Электролитический
C17 .... 6.8 мФ
C18 .... 1 мкФ
C19 .... 22 мкФ x 25 В, Электролитический
C20 .... 1 мкФ
C21 .... 2.7 нФ x 200 В, Полистирольный с низким эквивалентными индуктивностью и сопротивлением

Диоды:

D1...8 .... 1N5820 3 А, 20 В, Диод Шоттки
D9...12 .... 1N4148
D13 .... 12 В, 3 Вт, Стабилитрон
D14, 15 .... 15 А, 200 В, Быстровосстанавливающийся

Катушки индуктивности:

L1 .... 47 мкГн, 3 А
L2 .... 100 мкГн, 15 А

Полевые транзисторы:

Q_A...Q_D .... IRF840 NMOS

Резисторы:

(Все резисторы металлопленочные 1/2 Вт, 1%, если не указано иначе)

R1 .... 75 кОм
R2 .... 2 кОм
R3 .... 3 кОм
R4 .... 470 Ом
R5 .... 3 кОм
R6 .... 100 Ом
R7, 8 .... 6.8 кОм
R9 .... 43 кОм
R10 .... 150 кОм
R11, 12 .... 10 Ом
R13 .... 20 Ом
R14...17 .... 10 кОм
R18 .... 3.6 кОм, 1 Вт
R19 .... 36 кОм
R20 .... 1 кОм
R21 .... 33 Ом
R22 .... ≈ 43 кОМ
R23 .... 110 Ом, 5 Вт Углеродный

Микросхемы:

U1 .... UC3875
U2 .... Транзисторный оптрон
U3 .... UC39432

6

ТИПОВЫЕ РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 27. Осциллограммы сигналов одного цикла переключения

Рис. 28. Осциллограммы сигналов в первичной обмотке

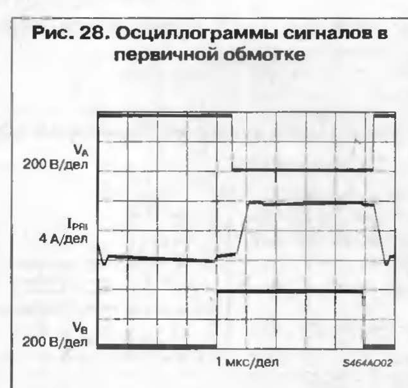
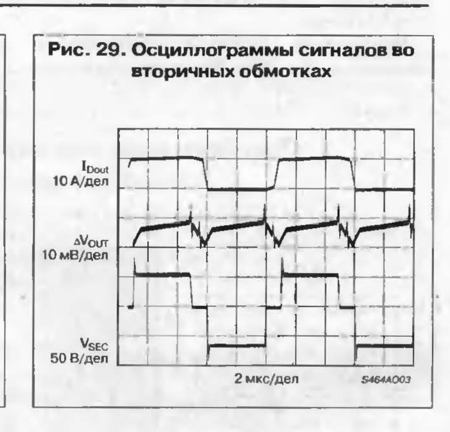
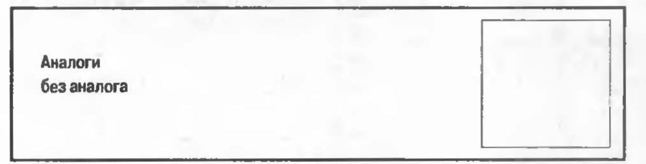
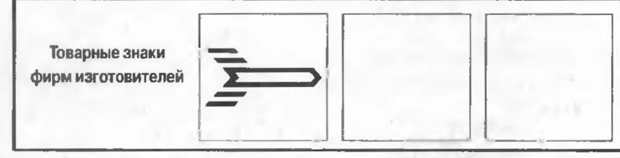


Рис. 29. Осциллограммы сигналов во вторичных обмотках



ДВУХТАКТНЫЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР 1169ЕУ1





ОСОБЕННОСТИ

- Максимальный ток каждого выхода .... 30 мА
- Выходное опорное напряжение .... 2,3 В
- Полностью симметричный режим работы
- Защита от сквозных токов
- Просто организуемая внешняя синхронизация
- Встроенная защита по току
- Защита цепи ОС от замыкания или обрыва
- Блокировка при понижении напряжения питания
- Защита от насыщения трансформатора в переходных режимах
- Частота переключения .... свыше 45 кГц

ТИПОНОМИНАЛЫ

К1169ЕУ1

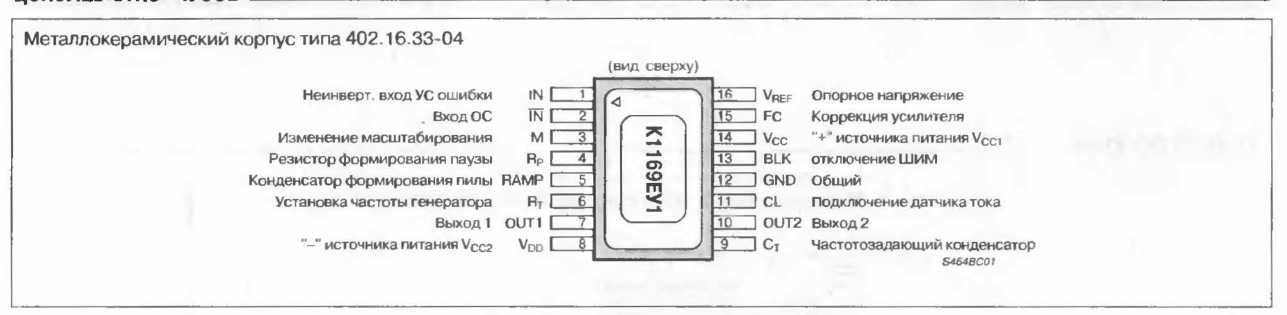
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1169ЕУ1 представляет из себя набор функциональных блоков, предназначенный для построения двухтактного импульсного источника питания. Прибор включает в себя усилитель ошибки, масштабный усилитель, регулируемый генератор, компаратор регулировки "мертвого" времени, ШИМ-компаратор, счетный и RS-триггеры, ИОН и выходные каскады для управления мощными транзисторами. Микросхема предоставляет возможность для реализации различного вида защитных функций, необходимых в двухтактном импульсном источнике питания, а также возможность реализации плавного запуска и блокировку при понижении напряжения питания. Допускается синхронизация встроенного генератора внешним сигналом.

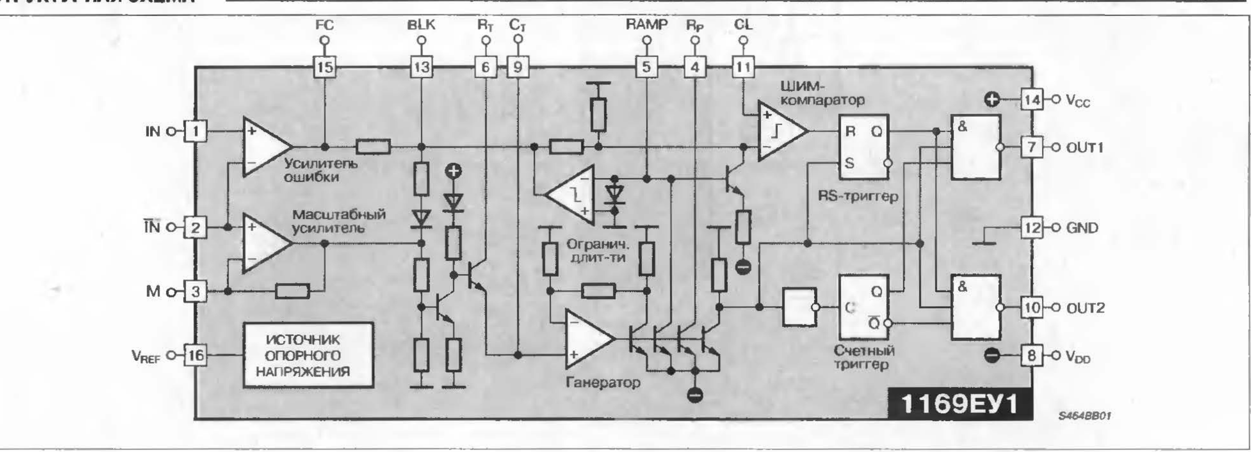
Микросхема 1169ЕУ1 может работать как от однополярного, так и от двухполярного источника питания. При работе от двухполярного источника питания должна обеспечиваться возможность объединения общей точки источников питания и микросхемы.

Прибор нормально работает в диапазоне температур –60...85°С и выпускается в металлокерамическом корпусе типа 402.16.33-04.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение питания:
- V_{CC} ... 8...10 В
- V_{DD} ... −6...−4 В

Коммутируемое напряжение ... 16 В
Ток нагрузки опорного напряжения ... 5 мА
Выходной ток:
- вывод 4 ... 10 мА
- выводы 7, 10 ... 30 мА

Рабочий диапазон температур окружающей среды ... −25...+85°C

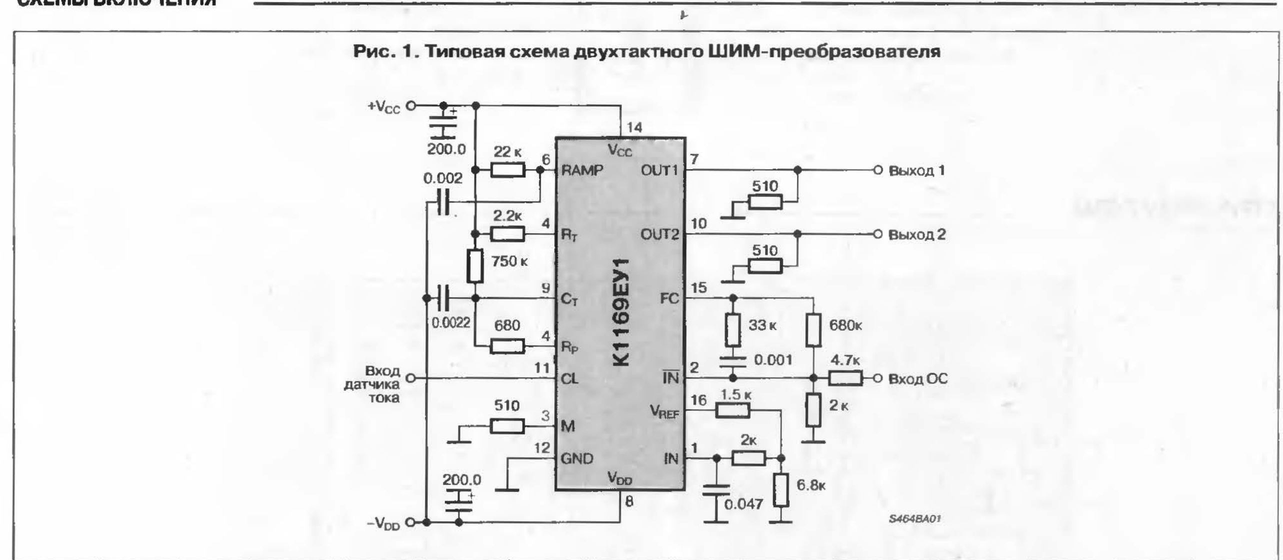
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

При V_{CC} = 15 В, f = 10 кГц, T_A = 25°C, если не указано иначе

Параметр		Условия	Значение не менее	Значение не более	Единица измерения
Выходное опорное напряжение			1.9	2.7	В
Выходное напряжение	нижний предел		-5.1	-4.3	В
	верхний предел		13	10	В
Напряжение срабатывания ШИМ-компаратора	НИЗКИЙ уровень	V_{REF} = 0...2.3 В	0.15	0.3	В
	ВЫСОКИЙ уровень	V_{REF} = 0...2.3 В	1.7	2.1	В
Ток потребления	от положительного источника	без учета выходных токов	—	18	мА
	от отрицательного источника	без учета выходных токов	—	50	мА
Частота переключения			45	70	кГц
Время нарастания			—	0.5	мкс
Задержка выходных импульсов			—	0.7	мкс
Нестабильность опорного напряжвния по напряжению питания		V_{CC} = 10 В, V_{DD} = −6 В	—	23	мВ
ТК опорного напряжения		T_A = −60...+85°C	—	0.015	%/°C
Коэффициент пульсаций опорного напряжения			—	1	%

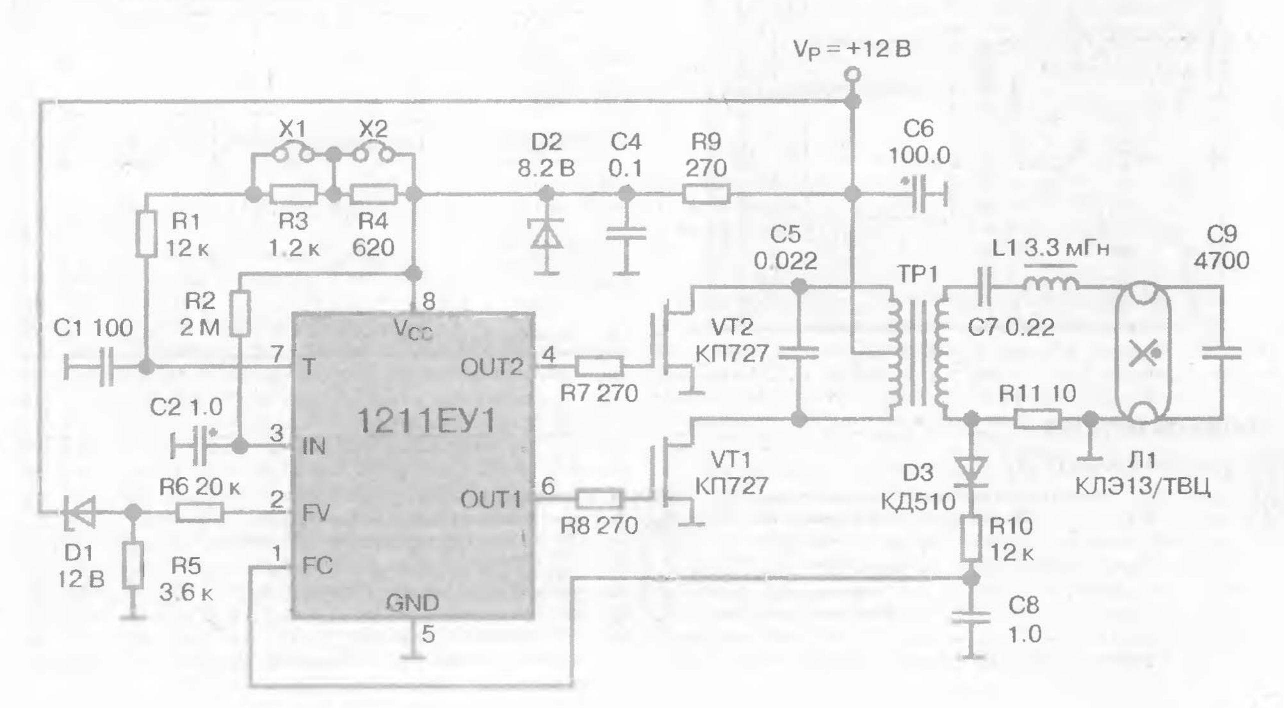
СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Типовая схема двухтактного ШИМ-преобразователя



ПРОЧИЕ МИКРОСХЕМЫ

Это новый раздел, в который включены микросхемы, предназначенные для применения в электронных пускорегулирующих аппаратах. Микросхема 1182ГГ2 предназначена для высоковольтных ЭПРА с напряжением питания до 400 В, микросхема 1112ЕУ1 — для люминесцентных ламп с питанием от бортовой сети автомобиля



ПОЛУМОСТОВОЙ АВТОГЕНЕРАТОР ЭПРА 1182ГГ2

Товарные знаки фирм изготовителей

ОСОБЕННОСТИ

- Напряжение питания .... до 400 В (DC)
- Выходной ток:
  - длительный .... 0.28 А (peak)
  - кратковременный .... 0.6 А (peak)
- Температура окружающей среды .... –40...+85°С

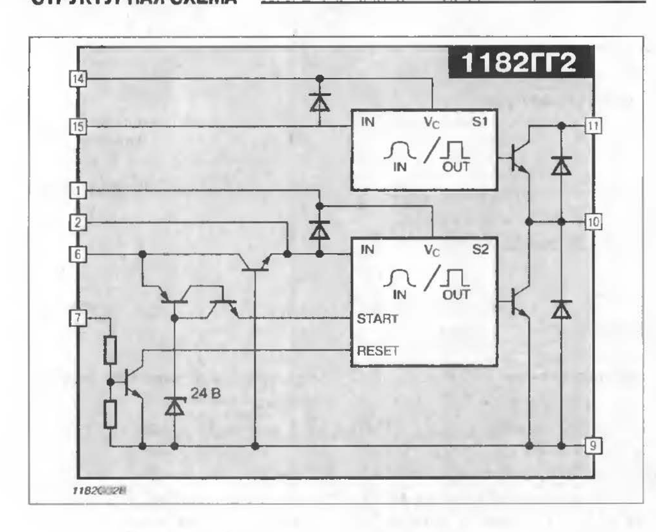
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Монолитная интегральная схема высоковольтного полумостового автогенератора 11В2ГГ2 изготовлена по уникальной биполярной технологии и предназначена для применения в электронных пускорегулирующих аппаратах (ЭПРА) компактных люминесцентных ламп малой мощности.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Прибор	Корпус
КР1182ГГ2	HDIP(PowerDIP)-16

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

При T_A = –40...+85°С

Параметр		Символ	Значение	
			Не менее	Не более
Напряжение питания, В		V_{CC}	–	400[1)]
Напряжение на входах управления, В		V_S	–20[2)]	+20[2)]
Выходной ток, мА	длительный	I_G	–	280
	кратковременный	I_G	–	600[2)]
Рассеиваемая мощность при T = +85°С, Вт		P_{TOT}	–	0.8
Температура окружающей среды, °С		T_A	–40	+85
Температура хранения, °С		T_{STG}	–55	+150
Допустимое напряжение статического электричества, В		V_{SE}	–	500

Примечания:

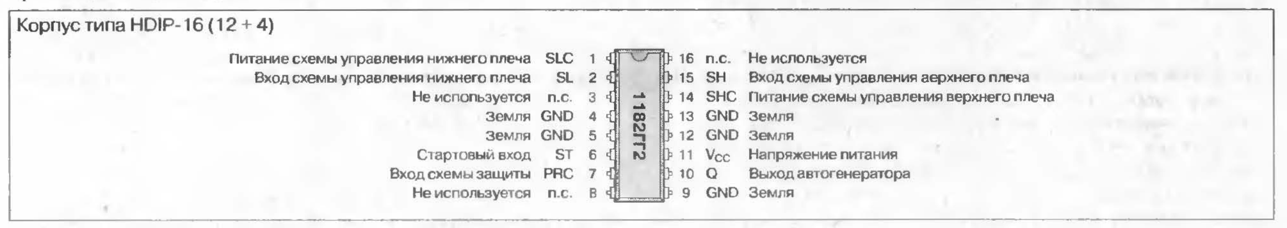
1) скорость нарастания напряжения питания dV_{CC}/dt не более 10 В/мкс;
2) длительность воздействия не более 5 с (вследствие ограничения рассеиваемой мощности).

ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

При T_A = 25°С, если не оговорено иное.

Параметр	Символ	Условия	Значение			Единица измерения
			не менее	типовое	не более	
Остаточное напряжение выходных транзисторов	V_{SAT}	I = 0.5 А	–	–	3.5	В
Напряжение срабатывания стартовой цепи	V_{ST}	–	14	20	26	В
Падение напряжения на обратных диодах	V_D	I_D = 400 мА	–	1.4	3	В
Ток утечки выхода	I_{IL}	V_{CC} = 400 В	–	–	200	мкА

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



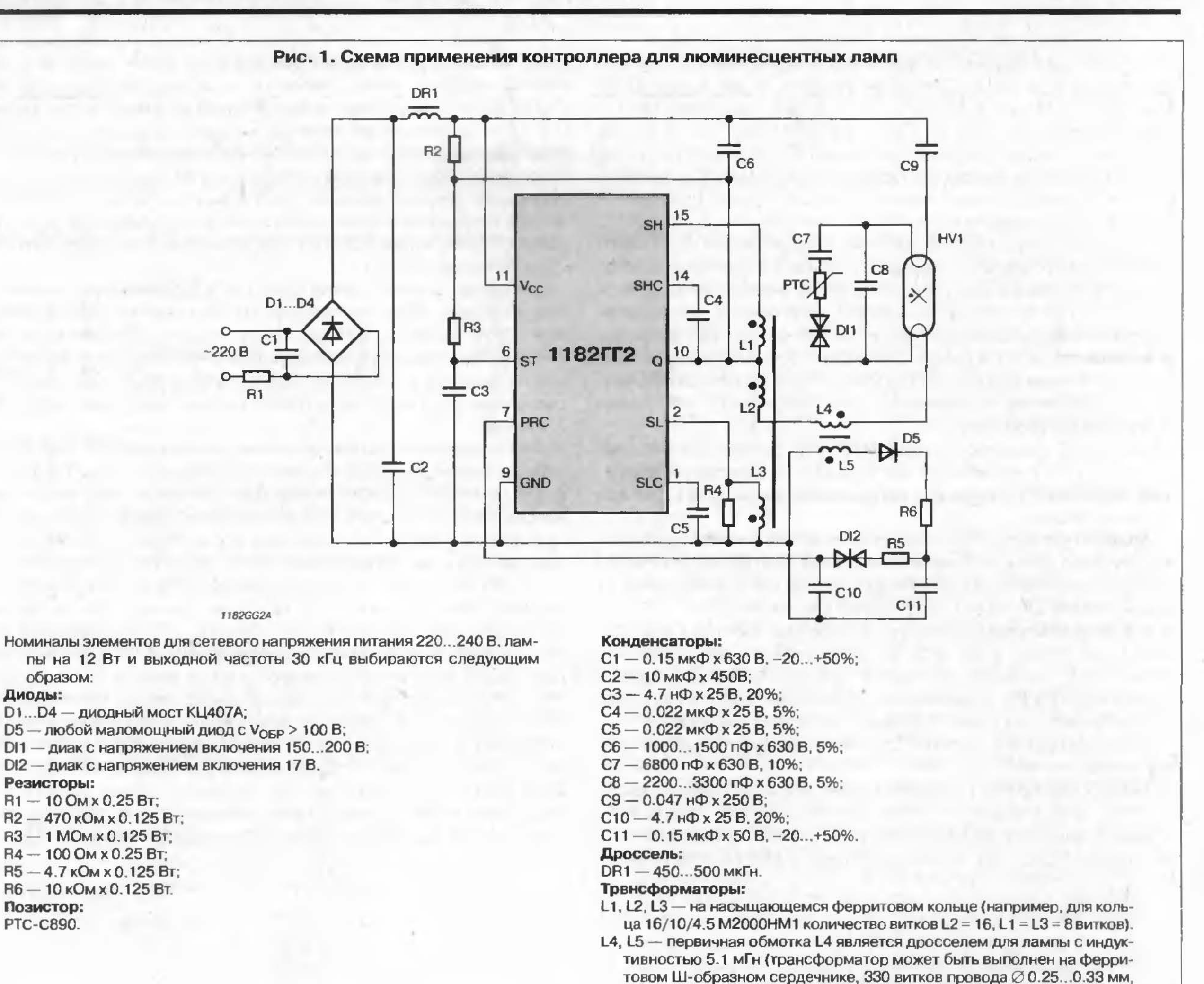


Рис. 1. Схема применения контроллера для люминесцентных ламп

Номиналы элементов для сетевого напряжения питания 220...240 В, лампы на 12 Вт и выходной частоты 30 кГц выбираются следующим образом:

Диоды:
D1...D4 — диодный мост КЦ407А;
D5 — любой маломощный диод с $V_{ОБР}$ > 100 В;
DI1 — диак с напряжением включения 150...200 В;
DI2 — диак с напряжением включения 17 В.

Резисторы:
R1 — 10 Ом x 0.25 Вт;
R2 — 470 кОм x 0.125 Вт;
R3 — 1 МОм x 0.125 Вт;
R4 — 100 Ом x 0.25 Вт;
R5 — 4.7 кОм x 0.125 Вт;
R6 — 10 кОм x 0.125 Вт.

Позистор:
PTC-C890.

Конденсаторы:
C1 — 0.15 мкФ x 630 В, -20...+50%;
C2 — 10 мкФ x 450В;
C3 — 4.7 нФ x 25 В, 20%;
C4 — 0.022 мкФ x 25 В, 5%;
C5 — 0.022 мкФ x 25 В, 5%;
C6 — 1000...1500 пФ x 630 В, 5%;
C7 — 6800 пФ x 630 В, 10%;
C8 — 2200...3300 пФ x 630 В, 5%;
C9 — 0.047 нФ x 250 В;
C10 — 4.7 нФ x 25 В, 20%;
C11 — 0.15 мкФ x 50 В, -20...+50%.

Дроссель:
DR1 — 450...500 мкГн.

Трвнсформаторы:
L1, L2, L3 — на насыщающемся ферритовом кольце (например, для кольца 16/10/4.5 М2000НМ1 количество витков L2 = 16, L1 = L3 = 8 витков).
L4, L5 — первичная обмотка L4 является дросселем для лампы с индуктивностью 5.1 мГн (трансформатор может быть выполнен на ферритовом Ш-образном сердечнике, 330 витков провода ∅ 0.25...0.33 мм, материал М2000НМ1, сечение 5 x 5 мм, с воздушным зазором около 0.5 мм), вторичнвя обмотка L5 — 15 витков.

ОПИСАНИЕ РАБОТЫ ИС И РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

Интегральная схема 1182ГГ2 является схемой полумостового автогенератора.

По структурному построению она является монолитным исполнением дискретных вариантов ЭПРА (в основном их активных частей), использующих принцип автогенерации для получения питающего напряжения люминесцентных ламп.

Вместе с тем имеется существенное отличие, позволившее реализовать всю схему на одном кристалле. Оно заключается в том, что для управления выходными транзисторами использованы специальные схемы преобразования входного синусоидального напряжения в прямоугольное и методы форсированного выключения этих транзисторов. Благодаря этому выходные биполярные транзисторы с относительно малой площадью хорошо справляются с выходной индуктивной нагрузкой, и не создается проблем по вторичному пробою при больших стартовых токах ЭПРА. Схемы преобразования запитываются от конденсаторов C4 (верхний преобразователь) и C5 (нижний преобразователь), заряжаемых током вторичных обмоток L1, L3. Так как выходные транзисторы работают в активном режиме, то входной ток преобразователей (ток со вторичных обмоток L1, L3) зависит от тока лампы, поэтому для устойчивой генерации и насыщения ферритового кольца необходим дополнительный нагрузочный резистор R4.

Для запуска автогенератора необходима стартовая цепочка. Активные элементы внесены в ИС, дополнительные внешние элементы — резисторы R2, R3 и конденсатор C3.

Конденсатор C6 служит для "завала" фронта выходного сигнала, снижая этим уровень высокочастотных помех и улучшая режим работы выходных транзисторов с индуктивной нагрузкой.

Первичная обмотка L4 трансформатора является индуктивностью, ограничивающей ток лампы на требуемом уровне. Габариты сердечника определяются требованием работать на стартовом токе до 500 мА (при неисправной или вырабатывающей свой ресурс лампе).

Насыщающееся ферритовое кольцо с тремя обмотками задает режим автогенерации. Количество витков первичной обмотки определяет напряжение на вторичных обмотках; число витков вторичных обмоток определяет сдвиг фаз по току и, соответственно, частоту автогенератора. Оптимальный режим по напряжению на входах управления ИС — около 5 В в момент переключения выходных транзисторов (для тока около 200 мА). При применении ламп с меньшим током (2...5 Вт) возможно снижение этого напряжения до 4 В для уменьшения рассеиваемой мощности. На **Рис. 1** приведены

параметры трансформатора для лампы мощностью 12 Вт при индуктивности L4 5.1 мГн. Для тех же условий, но для лампы 15 Вт обмотка L1 — 14 витков, L2 и L3 — по 10 витков. Для лампы 9 Вт количество витков L1 — 20, L2 и L3 — по 7. Уменьшение габаритов ферритового кольца затруднено в следствии того, что нагрузкой вторичных обмоток вместе с активными элементами ИС и резистором R4 являются также емкости C4 и C5, что приводит к неустойчивой генерации при меньших размерах кольца.

Емкость конденсатора C8 образует с индуктивностью L4 резонансный контур, формируя на лампе высокое напряжение, необходимое для ее зажигания. Для частоты 30 кГц значение резонансной емкости при 5.1 мГн составляет около 4.7 нФ, однако, при увеличении тока через резонансный контур до 500 мА частота генерации увеличивается почти в два раза, поэтому требуемая резонансная емкость C8 уменьшается до 2200 нФ (дополнительно к этому, частичный вклад вносит параллельно подключенная емкость C7, при ее отсутствии C8 = 3300 нФ).

Емкость C9 формирует "среднюю точку" от напряжения питания.

Резистор R1 ограничивает импульсный ток заряда сглаживающей емкости C2 и защищает выпрямительный мост D1...D4 при включении в сеть.

Номинал емкости C2 зависит от требований по пульсациям выпрямленного сетевого напряжения и, соответственно, тока через лампу. Приемлемые результаты получаются при 6.8 мкФ для 9 Вт лампы, 10 мкФ для лампы 12 Вт, 15 мкФ для лампы 15 Вт.

Все вышеописанные элементы определяют минимальную конфигурацию ЭПРА, в которой он уже пригоден для отдельных применений (например, для ламп 2...5 Вт). Следующие элементы оптимизируют ЭПРА по некоторым параметрам, часть из них может не использоваться в каких-то конкретных случаях применения.

Конденсатор C1 и дроссель DR1 являются простейшим фильтром сетевых помех.

Терморезистор PTC с положительным температурным коэффициентом сопротивления (позистор) позволяет осуществить предварительный подогрев нитей накала люминесцентной лампы и ее "горячий" старт, что значительно продлевает срок ее службы. Имея малое сопротивление в холодном состоянии при включении лампы, позистор снижает добротность резонансного контура L4-C8, не давая сразу возрасти напряжению на лампе. Через время 0.5...0.8 с нити накала успевают разогреться, сопротивление позистора тоже увеличивается, и напряжение на лампе возрастает до его стартового значения в разогретом состоянии. Номинал емкости C7 определяет ток, протекающий через позистор, и время его разогрева. Для типономиналов позистора, отличных от приведенного выше, номинал емкости будет другим; для некоторых позисторов емкость C7 может отсутствовать.

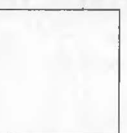
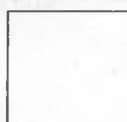
Так как при горении лампы позистор будет рассеивать часть активной мощности, можно повысить коэффициент полезного действия ЭПРА, применив элемент DI1 с характеристикой диака на напряжение, большее амплитудного значения рабочего напряжения на лампе. В этом случае через позистор будет протекать ток только при разогреве лампы; после ее зажигания позистор будет отключен.

При старении лампы или ее разгерметизации ЭПРА может длительное время находиться в стартовом режиме (режим холостого хода). При высокой добротности резонансного контура амплитуда напряжения на емкости C8 и индуктивности L4 может превысить их предельные значения, величина тока достигнет предельного значения тока выходных транзисторов ИС, что приведет к выходу ЭПРА из строя. ИС имеет вход срыва автогенерации, к которому можно подключить схему защиты от холостого хода. Датчиком амплитуды напряжения служит вторичная обмотка L5 трансформатора; направление ее включения безразлично. Через выпрямительный диод D5 и ограничительный резистор R6 на емкости C11 формируется напряжение, пропорциональное напряжению на L4 и лампе HV1. При достижении напряжения включения диака DI2 емкость C11 разряжается через резистор R5 на вход защиты, срывая автогенерацию и блокируя автогенератор до его выключения из сети и разряда емкости C2. Емкость C10, в общем случае, служит для подавления помех на входе защиты, и ее необходимость может рассматриваться в каждом конкретном случае применения.

ДВУХТАКТНЫЙ КОНТРОЛЛЕР ЭПРА 1211ЕУ1

Без аналога

Товарные знаки изготовителей

ОСОБЕННОСТИ

- **Двухтактный выход с паузой между импульсами**
- **Вход выбора частоты**
- **Компактный корпус**
- **Минимальное количество навесных элементов**
- **Малая потребляемая мощность**

ПРИМЕНЕНИЕ

- **Контроллер электронных пускорегулирующих аппаратов (ЭПРА) для компактных люминесцентных ламп с питанием от бортовой сети постоянного тока 6...24 В**
- **Преобразователи постоянного напряжения в переменное**
- **Импульсные источники питания**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема 1211ЕУ1 представляет собой специализированный контроллер электронных пускорегулирующих аппаратов (ЭПРА) для компактных люминесцентных ламп с питанием от бортовой сети постоянного тока 3...24 В. Производится по КМОП-технологии.

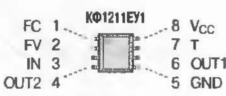
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

Вход защиты по току	FC	1	8	V_{CC}	Напряжение питания
Вход защиты по напряжению	FV	2	7	T	Вход генератора
Вход выбора частот	IN	3	6	OUT1	Выход 1
Выход 2	OUT2	4	5	GND	Общий

(на корпусе: КР1211ЕУ1)

Пластмассовый корпус типа SOP-8



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон температур, °C
КР1211ЕУ1	DIP-8	–45...+85
КФ1211ЕУ1	SOP-8	–45...+85

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

Структурная схема микросхемы 1211ЕУ1 приведена на **Рис. 1**. Микросхема состоит из задающего генератора, делителя частоты, формирователя импульсов и выходных усилителей. Управление микросхемой производится с выводов IN, FC, FV, по которым установлены пороговые устройства. С вывода IN переключается коэффициент деления делителя частоты и НИЗКИМ уровнем напряжения сбрасывается RS-триггер выключения выходного каскада и формирователя. При подаче на вывод IN напряжения ВЫСОКОГО уровня коэффициент деления равен 18, при подаче НИЗКОГО — 14. Выводы FC и FV служат для построения схем защиты. При подаче на любой из них напряжения ВЫСОКОГО уровня происходит выключение выходных каскадов микросхемы (на выводах OUT1 и OUT2 устанавливается напряжение, равное нулю). Разница между ними заключается в том, что с вывода FV выходные каскады выключаются только на время подачи на этот вывод напряжения ВЫСОКОГО уровня, а с вывода FC — на время до сбрасывания RS-триггера со входа IN.

Частота повторения импульсов f_T, вырабатываемых задающим генератором, задается RC-цепочкой R1C1, подключаемой к выводу T. Её можно оценить по формуле:

$$f_T \approx \frac{0.07}{R1C1}.$$

Стабильность частоты генератора генератора можно оценить по графику, приведенному на **Рис. 2а**. Ток, потребляемый микросхемой, увеличивается с повышением частоты генератора, как показано на **Рис. 2б**. Импульсы с выхода генератора поступают на делитель частоты и формирователь импульсов. С выхода делителя частоты на вход формирователя поступают противофазные симметричные импульсы; формирователь обеспечивает паузу между ними длительностью в один период тактовой частоты, как показано на **Рис. 1**.

Типовая схема применения микросхемы 1211ЕУ1 в ЭПРА для люминесцентной лампы приведена на **Рис. 1**. Схема состоит из микросхемы 1211ЕУ1 с времязадающими цепями и двухтактного трансформаторного каскада, нагрузкой которого является колебательный контур L2C8 с люминесцентной лампой. Схема в начале производит разогрев катодов лампы, а затем подает на неё высокое напряжение, под действием которого лампа начинает светиться. Для разогрева катодов лампы в контур подаются колебания частотой на 30% выше резонансной, для свечения — равной резонансной. Частота импульсов, вырабатываемых генератором, подбирается такой, чтобы при ВЫСОКОМ уровне напряжения на входе IN (при коэффициенте деления, равном 18) частота повторения импульсов на выходе микросхемы была равна резонансной частоте колебательного контура. При подаче напряжения питания ток, протекающий через резистор R2 начинает заряжать конденсатор C2, подключаемый к выводу IN. Постоянная времени RC-цепочки R2C2 определяет время разогрева катодов лампы. При этом до достижения порогового значения напряжения на входе IN производится разогрев катодов лампы частотой выше резонансной (коэффициент деления 14), а после достижения порогового значения — зажигание и свечение лампы (коэффициент деления 18).

Для данной схемы резонансная частота колебательного контура равна 45 кГц, время заряда конденсатора C2 — 2 секунды. Элементы L1, C5, C6 обеспечивают изменение напряжения на стоках транзисторов по синусоидальному закону. Транзисторы переключаются при нулевом напряжении на стоке, вследствие чего разогрев транзисторов уменьшается за счет снижения коммутационных потерь.

МАКСИМАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И РЕЖИМОВ

Напряжение питания	12 В
Входное напряжение ВЫСОКОГО уровня	V_{CC} + 0.5 В
Входное напряжение НИЗКОГО уровня	–0.5 В
Максимальный выходной ток	250 мА
Рассеиваемая мощность	750 мВт
Максимальная емкость нагрузки	1000 пФ

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

Рис. 1. Схема ЭПРА для люминесцентной лампы мощностью 9...15 Вт с переключением силовых ключей при нулевом напряжении

Трансформатор Тр1
Сердечник Б22 2000 НМ
I — 2 x 18 витков ПЭЛ 0.5
II — 150 витков ПЭЛ 0.2

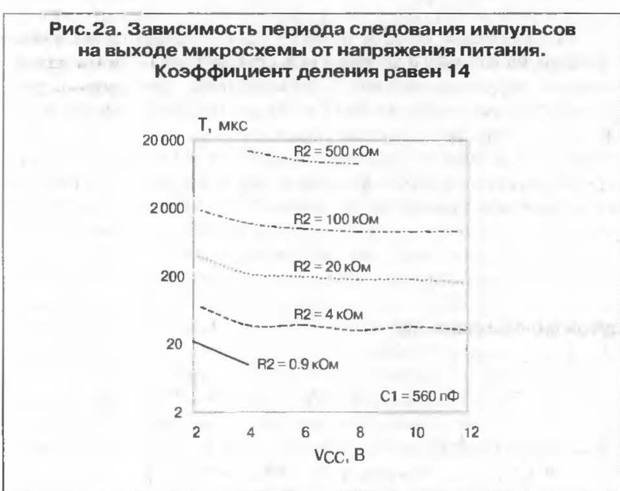


Рис.2а. Зависимость периода следования импульсов на выходе микросхемы от напряжения питания. Коэффициент деления равен 14

Рис. 2б. Зависимость тока потребления от частоты генератора и температуры

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Напряжение питания .... 3...9 В
Входное напряжение ВЫСОКОГО уровня .... не более 0.7 V_{CC}
Входное напряжение НИЗКОГО уровня .... не менее 0.2 V_{CC}
Средний выходной ток для каждого выхода .... 150 мА
Частота задающего генератора .... не более 5 МГц
Входной ток ВЫСОКОГО уровня .... не более 1 мкА
Входной ток НИЗКОГО уровня .... не более 1 мкА
Ток потребления при $f_T = 0$ .... не более 10 мкА

ЗАМЕЧАНИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

При повышении напряжения питания увеличивается напряжение, подводимое к лампе, и мощность, рассеиваемая микросхемой. Чтобы избежать выхода из строя как лампы, так и силовых транзисторов, в схему ЭПРА вводят блокировки по превышению напряжения питания и потребляемому току. При скачках напряжения питания выходные каскады выключаются с вывода FV. При выходе лампы из строя резко увеличивается ток, потребляемый транзисторами VT1 и VT2. В

этом случае выходные каскады отключаются с вывода FC, после чего приостанавливается работа микросхемы.

Схема узла блокировки ЭПРА по превышению напряжения питания приведена на **Рис. 3**. При скачках напряжения питания увеличивается напряжение на входе FV. При превышении порога срабатывания происходит выключение выходных каскадов микросхемы (на выводах OUT1 и OUT2 устанавливается напряжение, равное нулю). Уровень срабатывания схемы защиты (максимально допустимое напряжение V_P(max), подводимое к выходному каскаду) задается подбором резисторов R1, R2:

$$V_P(max) = \frac{0.6V_{CC}(R1+R2)}{R2}.$$

Сопротивление резистора R1 должно быть достаточно большим, чтобы ограничить ток через внутренний защитный диод при больших скачках напряжения питания.

Рис. 3. Схема защиты выходного каскада по напряжению

Схема узла блокировки ЭПРА по превышению тока через лампу приведена на **Рис. 4**. В случае выхода лампы из строя резко увеличивается ток через лампу, что приводит к увеличению падения напряжения на спирали. Это напряжение выпрямляется детектором D1C1 и через делитель R1R2 подается на вход FC. Конденсатор C1 отнесен к резистору R1 для предотвращения случайного срабатывания от помех. Делитель R1R2 должен быть рассчитан так, чтобы при максимально допустимом токе через лампу напряжение на входе FC составило 0.6 V_{CC}.

На **Рис. 5** показана схема ЭПРА с защитой силовых ключей. Эта схема аналогична схеме на **Рис. 1** и дополнена узлами защиты. Дополнительные резисторы R3, R4 и перемычки X1, X2 позволяют уменьшать рабочую частоту задающего генератора генератора на 5%, 10% и 15%. Элементы D1 и R5 обеспечивают защиту от бросков напряжения питания. При увеличении напряжения питания V_P до 17 В открывается стабилитрон D1, напряжение на входе FV составит 5 В, что соответствует порогу срабатывания схемы защиты. Напряжение на выводах OUT1, OUT2 при этом станет равным нулю, транзисторы VT1, VT2 закрываются. Резистор R6 ограничивает ток по входу FV на уровне 5 мА при бросках напряжения до 100 В. За это время должны установиться напряжение питания микросхемы и частота работы задающего генератора. Резистор R11 является датчиком тока. Напряжение с него поступает на детектор D3C8 и далее на вход FC. Подбирая резистор R11, устанавливают порог (I_{MAX}) срабатывания защиты по току:

$$I_{MAX} = \frac{0.6V_{CC}}{R11}.$$

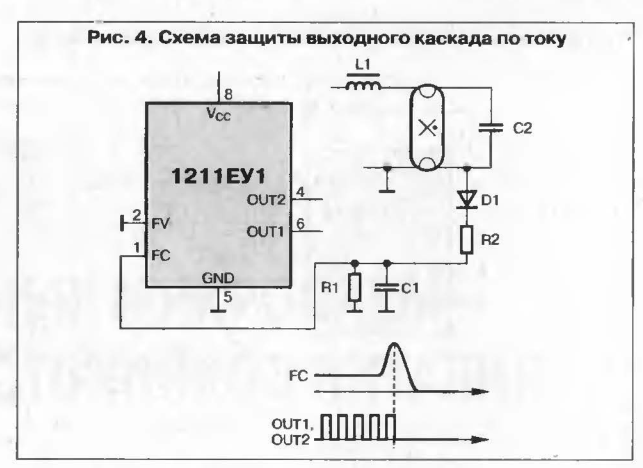


Рис. 4. Схема защиты выходного каскада по току

При необходимости это значение можно пересчитать с учетом коэффициента трансформации трансформатора TP1 в ток потребления от источника питания. Элементы R7, R8, C5 позволяют ограничить выбросы напряжения на стоках полевых транзисторов VT1, VT2 в моменты коммутации на уровне $0.2V_P$.

На **Рис. 6** и **Рис. 7** показаны возможные варианты применения микросхемы для построения импульсных источников питания.

Нагрузочная характеристика микросхемы представлена на **Рис. 8**.

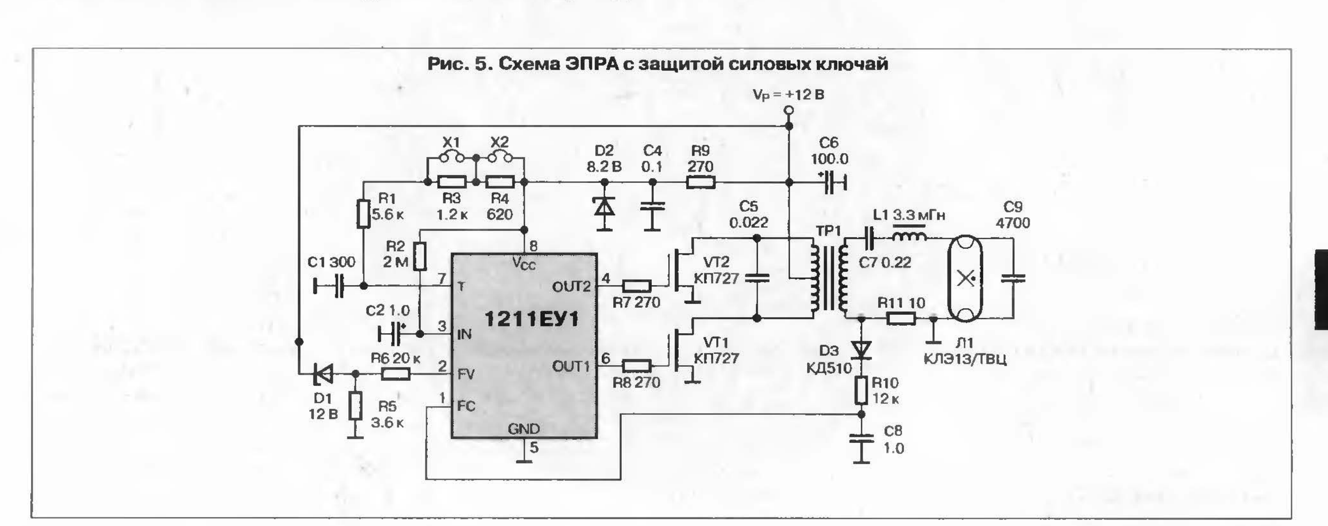


Рис. 5. Схема ЭПРА с защитой силовых ключай

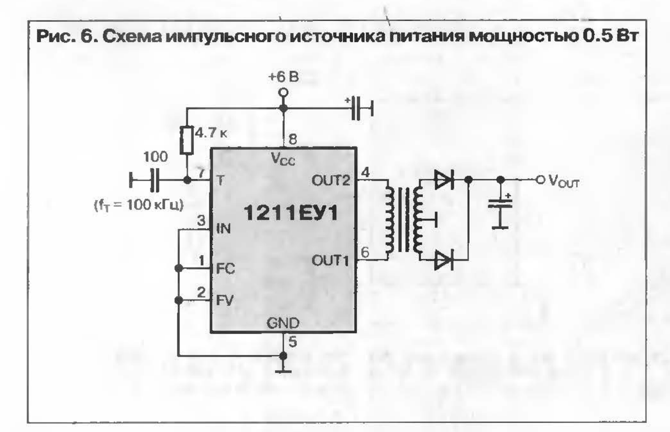


Рис. 6. Схема импульсного источника питания мощностью 0.5 Вт

Рис. 7. Схема преобразователя напряжения мощностью 15 Вт

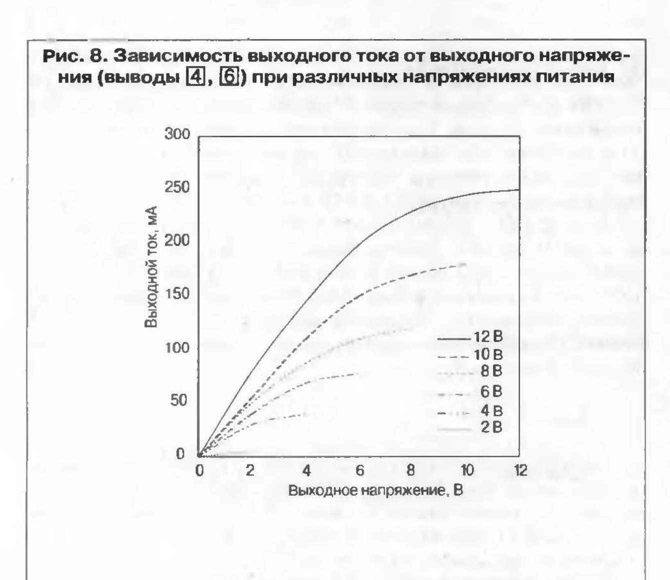


Рис. 8. Зависимость выходного тока от выходного напряжения (выводы [4], [6]) при различных напряжениях питания

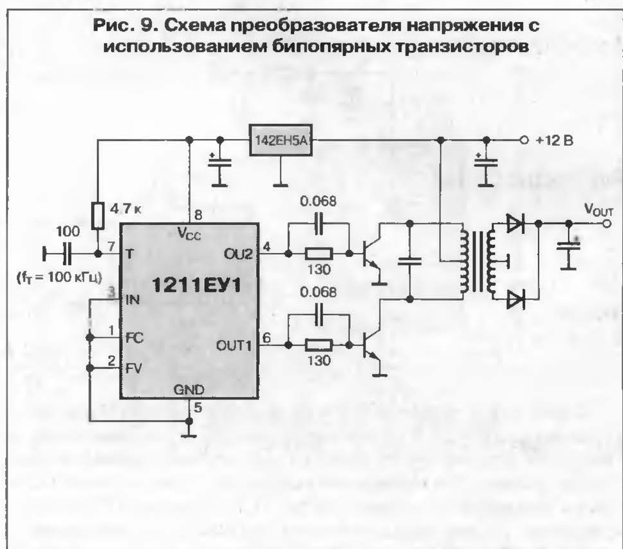


Рис. 9. Схема преобразователя напряжения с использованием биполярных транзисторов

ОБЗОР ЗАРУБЕЖНЫХ МИКРОСХЕМ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

8

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Analog Devices:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ ANALOG DEVICES

БЕЗЫНДУКТИВНЫЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Тип	Стабилизированный выход	Выходной ток, мА	Ток потребления, мА	Дежурный режим	Частота, кГц	Корпус
ADM660	1.5...7	–1.5...–7/5...14	Инвертор/удвоитель		100	0.6		25/120	DIP-8, SOP-8, TSSOP-16
ADM8660	1.5...7	–1.5...–7	Инвертор		100	0.6	+	25/120	DIP-8, SOP-8
ADM8828	1.5...5.5	–1.5...–7	Инвертор		25	0.6	+	25/120	SOT-23-6
ADM8829	1.5...5.5	–1.5...–7	Инвертор		25	0.6		120	SOT-23-6
ADP3603	4.5...6	–3	Инвертор	+	50	2.4	+	120	SOP-8
ADP3604	4.5...6	–3	Инвертор	+	120	2.9	+	120	SOP-8
ADP3605	3...6	–3/Рег.	Инвертор	+	120	2	+	250	SOP-8
ADP3607	3...6	5/Рег.	Удвоитель	+	50	2	+	250	SOP-8
ADP3610	3...3.6	> 5.47	Удвоитель		320	10	+	500	TSSOP-16

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ И КОНТРОЛЛЕРЫ ОБЩЕГО НАЗНАЧЕНИЯ

Прибор	Понижающий	Повышающий	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Ток потребления, мкА	Тип модулятора	Частота, кГц	Корпус
ADP1073	+	+	1...30	5/12/рег.	10/40	95	ШИМ	19	DIP-8, SOP-8
ADP1108	+	+	2...30	3.3/5/12/рег.	150/300	90	ШИМ	19	DIP-8, SOP-8
ADP1109/A	+	+	2...30	3.3/5/12/рег.	100/110	95	ШИМ	70	DIP-8, SOP-8
ADP1110	+	+	1.2...30	3.3/5/12/рег.	40 (Внешний ключ)	300	ШИМ	70	DIP-8, SOP-8
ADP1111	+	+	2...30	3.3/5/12/рег.	100	110	ШИМ	70	DIP-8, SOP-8
ADP1173	+	+	2...30	3.3/5/12/рег.	80/100	110	ШИМ	24	DIP-8, SOP-8
ADP1147	+		3.5...20	3.3/5	5...2000	1.6	ЧИМ	250	DIP-8, SOP-8
ADP1148	+		3.5...20	3.3/5/рег.	5...2000	1.6	ЧИМ	250	DIP-8, SOP-8
ADP3000	+	+	2...30	3.3/5/12/рег.	100/180	500	ЧШИМ	400	DIP-8, SOP-8

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ ШИМ КОНТРОЛЛЕРЫ

Прибор	Програм-мирование	Входное напряжение, В	Ток потребления, мА	Максимальная частота, МГц	Пропорц. задержка, нс	Время нарастания/спаде, нс	Полная шкала	Особенности	Корпус
AD9560A	8 бит	+5	150	40	44	3	90%	Автокалибровка, цифровое управление	SOP-28
AD9561	8 бит	+5	95	60	28	3	100%	Цифровое управленне	SOP-28

КОНТРОЛЛЕРЫ ДЛЯ МАТЕРИНСКИХ ПЛАТ ПЕРСОНАЛЬНЫХ КОМПЬЮТЕРОВ

Прибор	Входы программировання	Выходное напряжение, В	Соответствие требованням VRM	Функциональное назначение	Корпус
ADP3152	+	1.8...3.5	8.2	Синхронный понижающий преобразователь	SOP-16
ADP3153	+	1.8...3.5	8.2	Синхронный понижающий преобразователь и линейный стабилизатор	TSOP-20
ADP3154	+	1.3...3.5	8.2/8.3/8.4	Синхронный понижающий преобразователь и линейный стабилизатор	TSOP-20
ADP3155	+	1.3...3.5	8.2/8.3/8.4	Синхронный понижающий преобразователь и 2 линейных стабилизатора	TSOP-20
ADP3156		1.5/1.8/2.5	нет данных	Синхронный понижающий преобразователь с фиксированным выходом	TSOP-20
ADP3157	+	1.3...3.5	8.2/8.3/8.4	Синхронный понижающий преобразоeатель	SOP-16
ADP3410		—	—	Схема управления 2-мя МОП-транзисторамн с вольтодобавкой, синхронное выпрямление	TSSOP-14
ADP3421	+	2.5...3.0	нет данных	Синхронный понижающий преобразователь и 2 линейных стабилизатора для мобильных применений	TSSOP-28

Примечание: VRM — спецификация фирмы Intel на импульсные модули питания процессоров

МИКРОМОЩНЫЙ ПОВЫШАЮЩИЙ/ПОНИЖАЮЩИЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Входное напряжение .... 1...30 В
- Повышающий или понижающий стабилизатор
- Детектор пониженного напряжения батареи
- Задаваемое пользователем ограничение тока
- Регулируемое или фиксированное выходное напряжение.......... 3.3, 5, 12 В
- Небольшое число навесных элементов
- Блокировка по логической команде
- Корпус DIP-8, SOP-8

ПРИМЕНЕНИЕ

- Сотовые телефоны
- Портативные компьютеры
- Портативные электронные устройства
- Драйверы дисковых накопителей
- Переносные измерительные приборы
- Пейджеры
- Батарейные преобрезователи
- Драйверы лазерных диодов

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выходное напряжение, В	Корпус
ADP1110AN	Регулируемое	DIP-8
ADP1110AR	Регулируемое	SOP-8
ADP1110AN-3.3	3.3	DIP-8
ADP1110AR-3.3	3.3	SOP-8
ADP1110AN-5	5	DIP-8
ADP1110AR-5	5	SOP-8
ADP1110AN-12	12	DIP-8
ADP1110AR-12	12	SOP-8

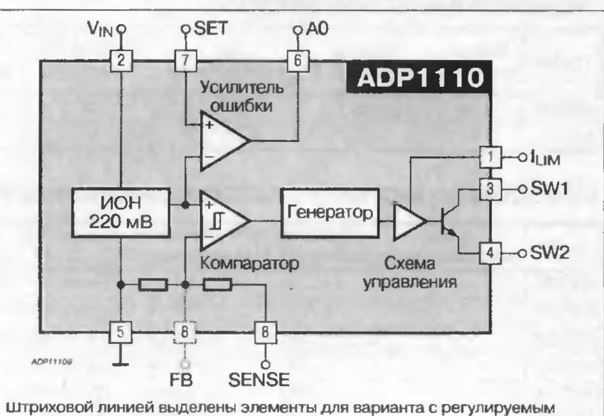
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема ADP1110 представляет собой повышающий/понижающий импульсный стабилизатор с низким входным напряжением 1.0 В. Его удобно использовать в приложениях с батарейным питанием на одном элементе.

На базе ADP1110 можно построить как повышающий, так и понижающий стабилизатор, однако при входном напряжении больше 3 В лучше использовать микросхему ADP1111. Дополнительный усилитель работает как детектор пониженного напряжения батареи либо как линейный стабилизатор. Малый ток потребления (300 мкА) делает схему ADP1110 очень удобной для устройств с автономным питанием. Рабочая частота 70 кГц позволяет применять малогабаритные навесные элементы для поверхностного монтажа.

Схема защиты батареи ограничивает обратный ток на безопасном уровне при обратном напряжении до 1.6 В.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



Штриховой линией выделены элементы для варианта с регулируемым выходным напряжением

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8 или SOP-8

ADP1110

Ограничение выходного тока	I_{LIM} 1		8	FB/SENSE	Вход регулировки выходного напряжения
Вход напряжения	V_{IN} 2		7	SET	Неинвертирующий вход дополнительного усилителя
Коллектор выходного транзистора	SW1 3		6	AO	Выход дополнительного усилителя (ОК до 300 мкА)
Эмиттер выходного транзистора	SW2 4		5	GND	Общий вывод

Пластмассовый корпус SOP-8

ADP1110

Ограничение выходного тока	I_{LIM} 1		8	FB/SENSE	Вход регулировкиа выходного напряжения
Вход напряжения	V_{IN} 2		7	SET	Неинвертирующий вход дополнительного усилителя
Коллектор выходного транзистора	SW1 3		6	AO	Выход дополнительного усилителя (ОК до 300 мкА)
Эмиттер выходного транзистора	SW2 4		5	GND	Общий выво

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Преобразователь напряжения одного элемента 1.5 В в выходное напряжение 5 В

Рис. 3. Понижающий преобразователь напряжения 9 В в выходное напряжение 5 В

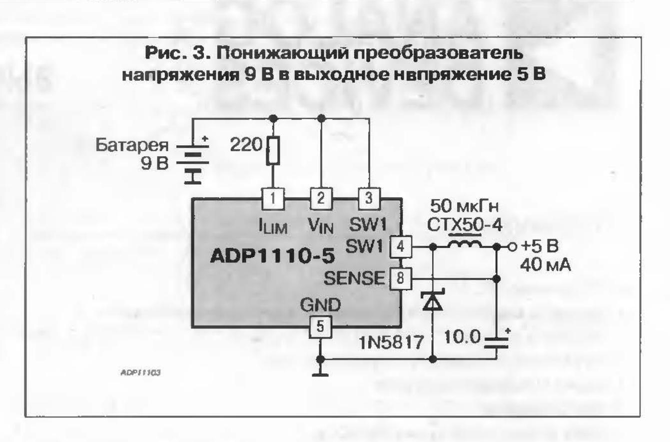


Рис. 2. Преобразователь напряжения двух последовательно включенных элементов (2 x 1.5 В) в выходное напряжение 5 В

Рис. 4. Повышающий преобразователь на базе ADP1110 с входным напряжением 1.5 В и двумя выходными напряжением ±5 В

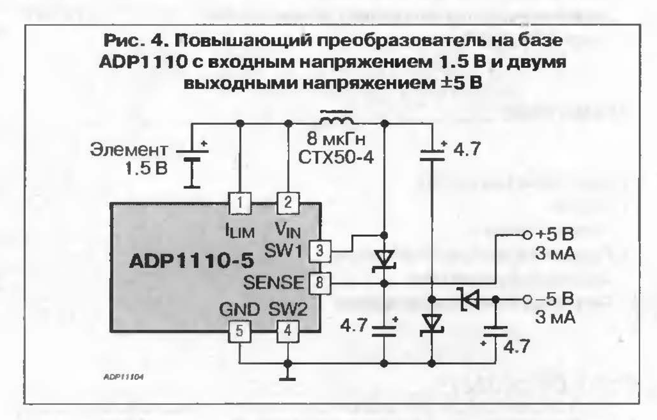
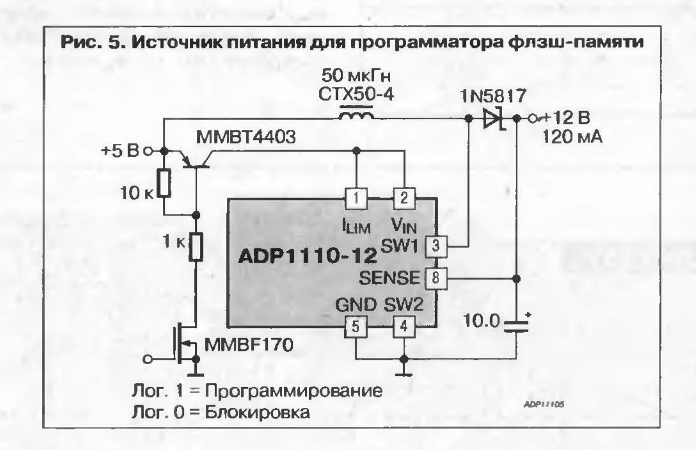


Рис. 5. Источник питания для программатора флэш-памяти



8

ADP1147-3.3/5

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНАЯ СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ ПОНИЖАЮЩИМ СТАБИЛИЗАТОРОМ

ОСОБЕННОСТИ

- КПД не менее 95%
- Токовый режим управленния обеспечивает превосходную стабильность
- Входное напряжение..3.5...16 В
- Управляемое пользователем ограничение тока
- Защита от короткого замыкания
- Вход блокировки
- Мвлое падение напряжения вход-аыход
- Типовое значение тока потребления в дежурном режиме.............160 мкА
- Корпус DIP-8, SOP-8

ПРИМЕНЕНИЕ

- Портативные компьютеры
- Модемы
- Сотовые телефоны
- Портативные электронные устройстаа
- Системы спутниковой связи
- Переносные измерительные приборы

ТИПОНОМИНАЛЫ

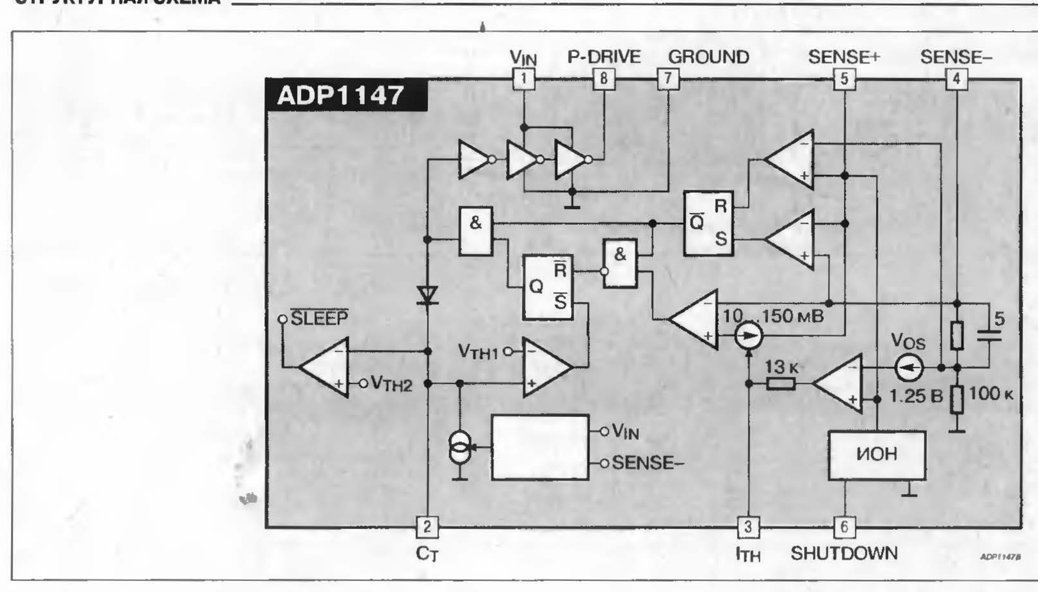
Типономинвл	Выходное напряжение, В	Корпус
ADP1147AN-3.3	3.3	DIP-8
ADP1147AR-3.3	3.3	SOP-8
ADP1147AN-5	5	DIP-8
ADP1147AR-5	5	SOP-8

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

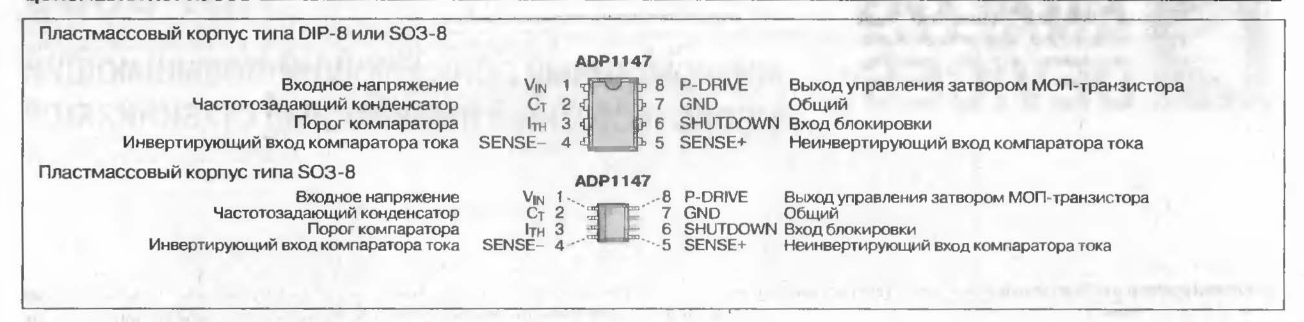
Микросхема ADP1147 представляет собой схему управления высокоэффективным понижающим импульсным стабилизатором, обладающим превосходными значениями коэффициентов стабилизации по току и напряжению. В ней предусмотрены регулировка пользователем ограничения тока и автоматический режим пониженного энергопотребления. Режим пониженного энергопотребления используется для сохранения КПД при малом выходном токе. ADP1147 работает с *p*-канальным МОП-транзистором в режиме токового управления на частоте до 250 кГц при постоянном значении длительности закрытого состояния ключа (OFF-Time). В этом режиме на внешней катушке индуктивности ток пульсаций остается постоянным. Таким образом, можно упростить схему стабилизатора и расширить диапазон входного напряжения до 3.5...16 В. Уменьшение активного сопротивления катушки индуктивности, сопротивления резистора R_{SENSE} и сопротивления канала $R_{DS(ON)}$ МОП-транзистора позволяет получить малое значение падения напряжения вход-выход и превосходный коэффициент стабилизации на выходе.

В режиме пониженного энергопотребления уменьшение потребляемой мощности происходит за счет сокращения импульсных потерь при малых значениях выходного тока. ADP1147 автоматически переходит в режим энергосбережения в случае, если ток нагрузки падает ниже минимального значения при непрерывном преобразовании. Режим энергосбережения будет сохраняться до тех пор, пока не потребуется увеличение тока через индуктивность, или не будет подана команда перехода в дежурный режим. В дежурном режиме при отключенной нагрузке ADP1147 потребляет 2 мВт при V_{IN} = 10 В.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

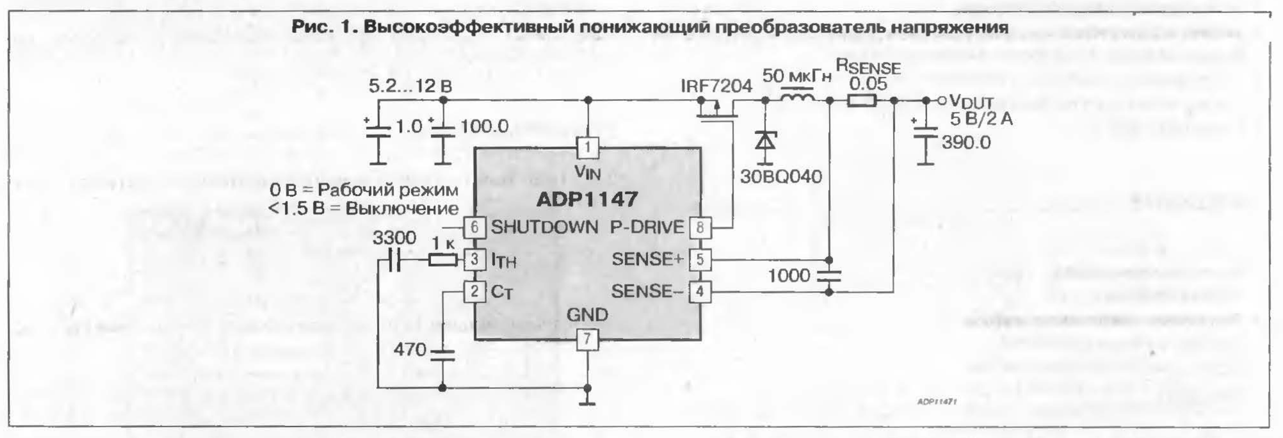


Рис. 1. Высокоэффективный понижающий преобразователь напряжения

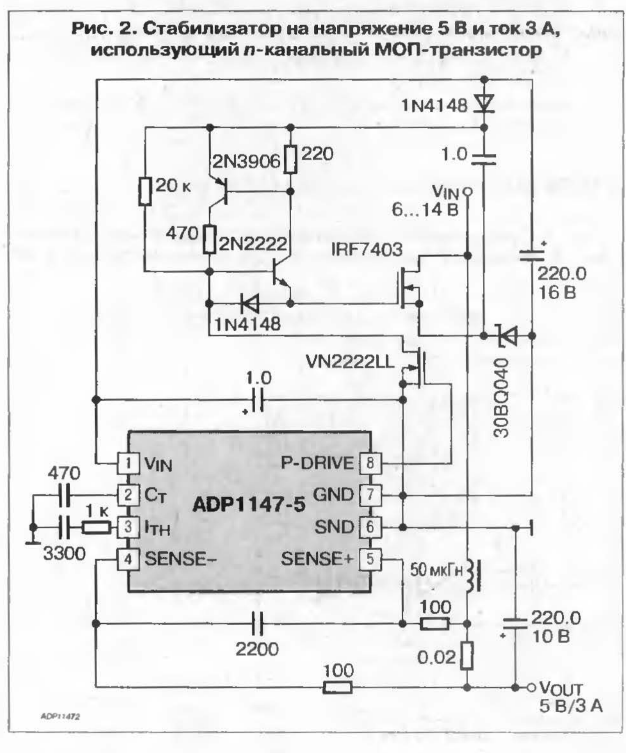


Рис. 2. Стабилизатор на напряжение 5 В и ток 3 А, использующий *n*-канальный МОП-транзистор

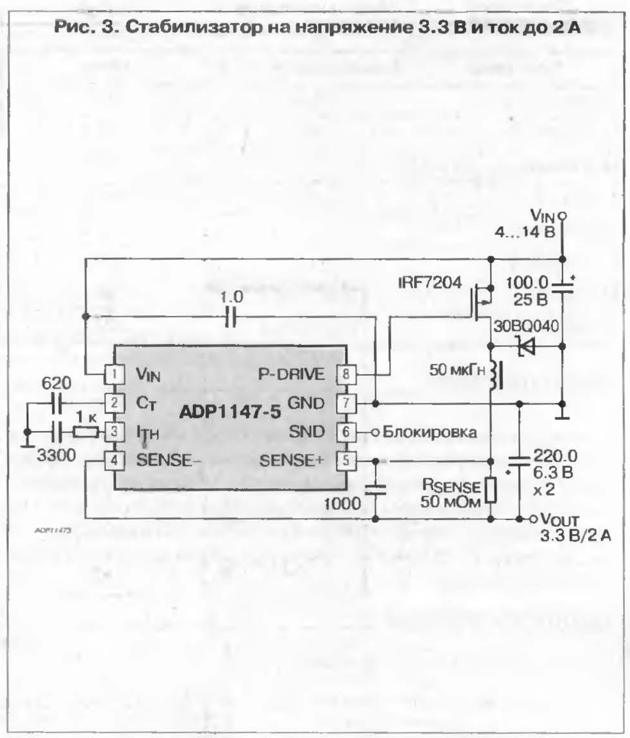


Рис. 3. Стабилизатор на напряжение 3.3 В и ток до 2 А

8

ADP3000

МИКРОМОЩНЫЙ ПОНИЖАЮЩИЙ/ПОВЫШАЮЩИЙ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР

ОСОБЕННОСТИ

- Входное напряжение .... 2...30 В
- Повышающий или понижающий стабилизатор
- Небольшое число навесных элементов
- Высокая рабочая частота .... до 400 кГц
- Внутренний детектор пониженного напряжения батареи
- Регулируемое пользователем ограничение тока
- Фиксированное и регулируемое выходное напряжение
- Корпус DIP-8, SOP-8

ПРИМЕНЕНИЕ

- Портативные компьютеры
- Сотовые телефоны
- Портативные электронные устройства
- Драйверы дисковых накопителей
- Переносные измерительные приборы
- Пейджеры

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выходное напряжение, В	Корпус
ADP3000AN-3.3	3.3	DIP-8
ADP3000AR-3.3	3.3	SOP-8
ADP3000AN-5	5	DIP-8
ADP3000AR-5	5	SOP-8
ADP3000AN-12	12	DIP-8
ADP3000AR-12	12	SOP-8
ADP3000AN	Регулируемое	DIP-8
ADP3000AR	Регулируемое	SOP-8

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

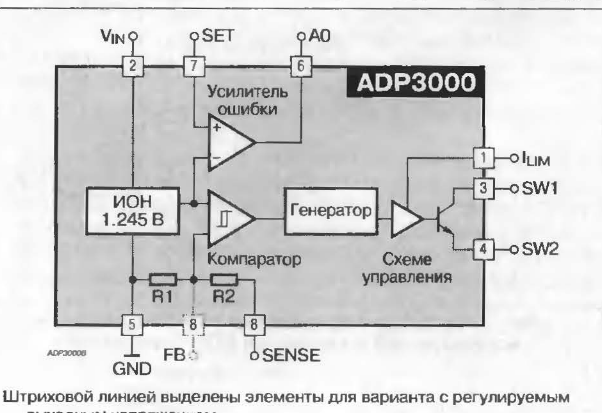
Микросхема ADP3000 представляет собой многофункциональный понижающий/повышающий импульсный стабилизатор, работающий при входном напряжении питания 2...12 В для повышающего и до 30 В для понижающего преобразователя. ADP3000 работает в режиме частотно-импульсной модуляции (ЧИМ). Собственный ток схемы не превышает 500 мкА, что очень удобно для устройств с малым током потребления.

Выходной ток AD3000 достигает 100 мА для понижающего стабилизатора при входном напряжении 5 В и выходном напряжении 3 В и 180 мА для повышающего стабилизатора с входным напряжением 2 В и выходным напряжением 3.3 В.

Дополнительный усилитель может использоваться как детектор пониженного напряжения батареи, усилитель ошибки и др.

Микросхема ADP3000 работает на частоте 400 кГц. Это позволяет уменьшить габариты источника питания.

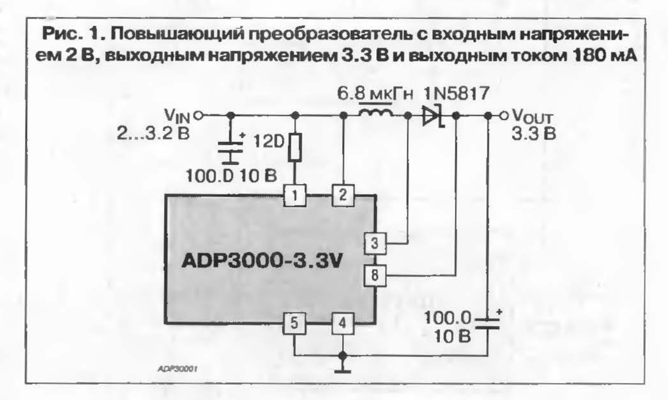
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



Штриховой линией выделены элементы для варианта с регулируемым выходным напряжением

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Повышающий преобразователь с входным напряжением 2 В, выходным напряжением 3.3 В и выходным током 180 мА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8 или SOP-8

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вход ограничения выходного тока	I_{LIM}	1	8	FB/SENSE	Регулировка выходного напряжения
Входное напряжение	V_{IN}	2	7	SET	Неинвертирующий вход дополнительного усилителя
Коллектор выходного транзистора	SW1	3	6	AO	Выход дополнительного усилителя
Эмиттер выходного транзистора	SW2	4	5	GND	Общий вывод

ADP3000: I_{LIM} 1, V_{IN} 2, SW1 3, SW2 4, 8 FB/SENSE, 7 SET, 6 AO, 5 GND

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Рис. 2. Повышающий преобразователь с входным напряжением 2 В, выходным напряжением 5 В и выходным током 100 мА

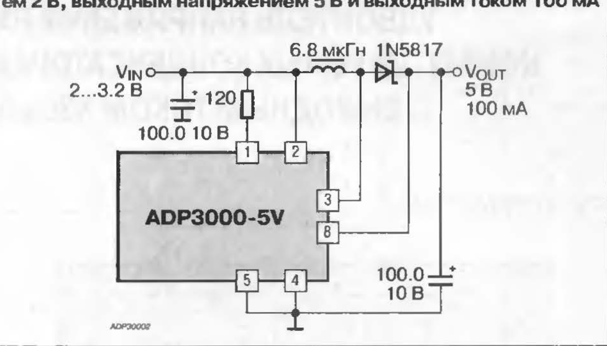


Рис. 3. Повышающий преобразователь с входным напряжением 2.7 В, выходным напряжением 5 В и выходным током 150 мА

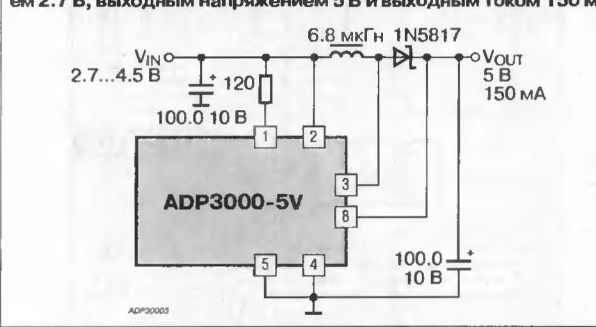


Рис. 4. Повышающий преобразователь с входным напряжением 4.5 В, выходным напряжением 12 В и выходным током 50 мА

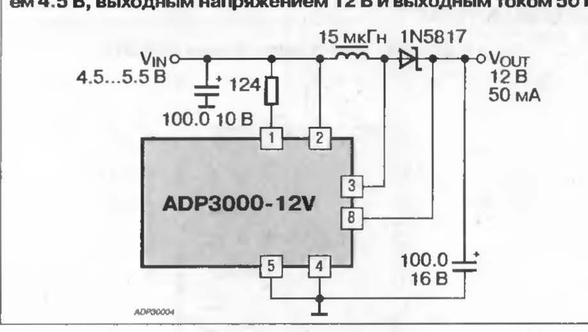


Рис. 5. Понижающий преобразователь с входным напряжением 5 В, выходным напряжением 3 В и выходным током 100 мА

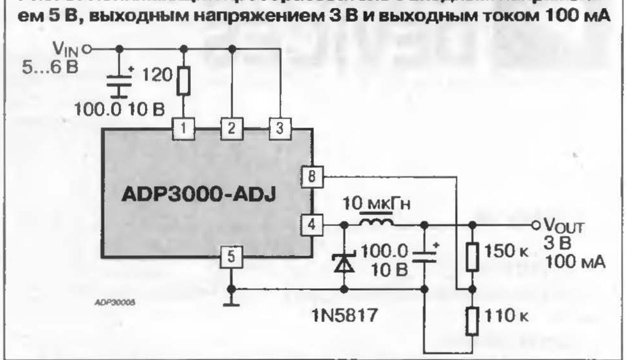


Рис. 6. Понижающий преобразователь с входным напряжением 10 В, выходным напряжением 5 В и выходным током 250 мА

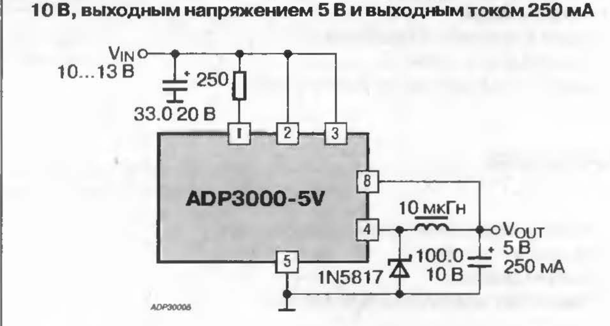


Рис. 7. Инвертор с входным напряжением 5 В, выходным непряжением -5 В и выходным током 100 мА

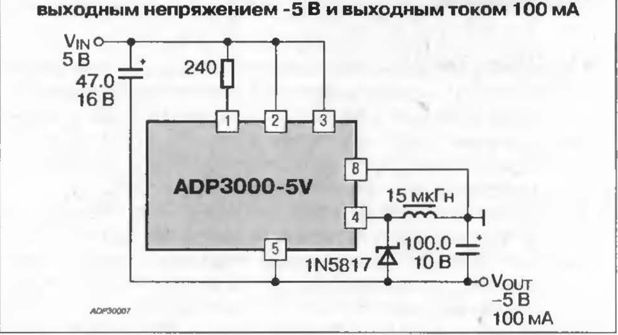
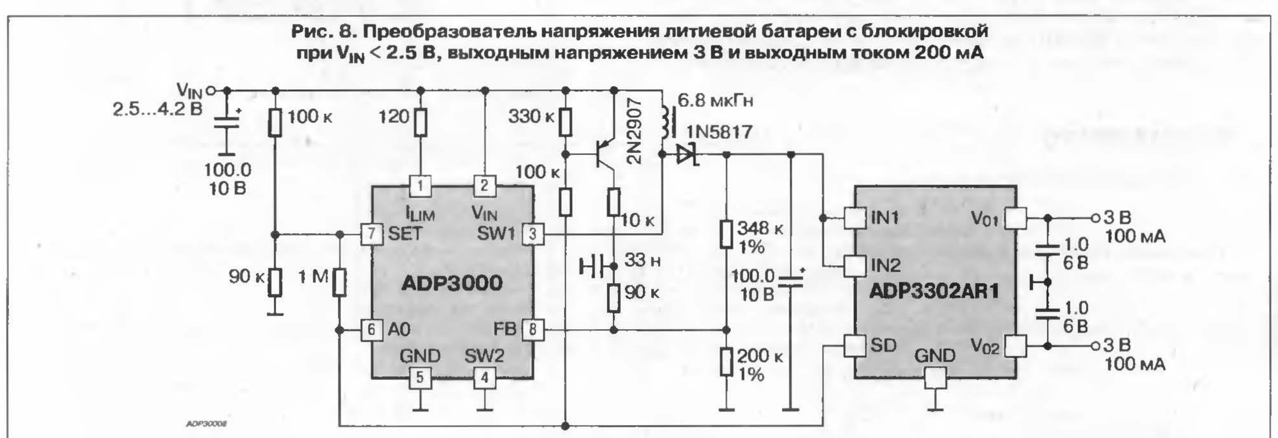


Рис. 8. Преобразователь напряжения литиевой батареи с блокировкой при V_{IN} < 2.5 В, выходным напряжением 3 В и выходным током 200 мА



8

ADP3610

УДВОИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ НА КОММУТИРУЕМЫХ КОНДЕНСАТОРАХ С ВЫХОДНЫМ ТОКОМ 320 мА

ОСОБЕННОСТИ

- Двухтактный удвоитель с накачкой заряда снижает пульсации выходного напряжения
- Входное напряжение ....3.0...3.6 В
- Выходное напряжение не менее 5.4 В при максимальном токе нагрузки 320 мА
- Выходной импеданс, R_{TOTAL} ....< 1.66 Ом
- Режим блокировки
- Защита от повышенного напряжения ....V_{IN} > +4 В
- Температурный диапазон ....–20...+85 °С
- Корпус с улучшенной теплоотдачей TSSOP-16

ПРИМЕНЕНИЕ

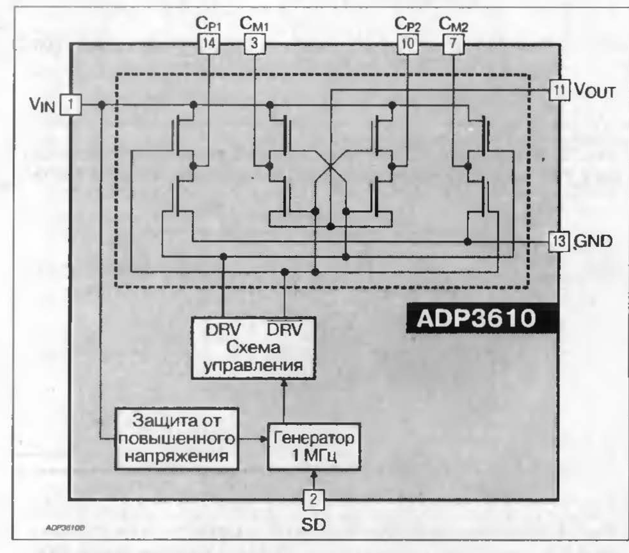
- Удвоители напряжения с большим выходным током
- ЖК-модули
- Сотовые телефоны
- Повышающие преобразователи напряжения

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема ADP3610 представляет собой двухтактный удвоитель напряжения на коммутируемых конденсаторах. Две цепи накачки заряда работают параллельно и в противофазе с целью стабилизации выходного напряжения. Когда один конденсатор отдает энергию на выход, другой конденсатор заряжается. При этом удается минимизировать дрейф выходного напряжения.

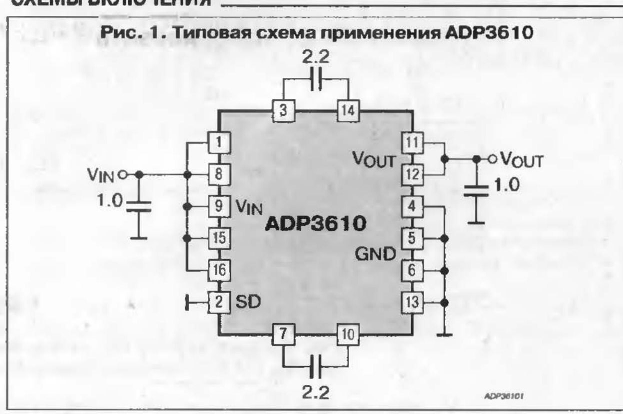
Преобразователь ADP3610 работает при входном напряжении 3.0...3.6 В. Максимальный выходной ток составляет 320 мА при использовании зарядных конденсаторов емкостью 2.2 мкФ. С помощью специального входа преобразователь может быть блокирован. Корпус микросхемы рассчитан на рассеиваемую мощность 980 мВт при комнатной температуре. Тонкий корпус TSSOP-16 и использование в работе только конденсаторов (без индуктивностей) позволяет применять ADP3610 в преобразователях с повышенными требованиями к толщине устройства (например, в ЖК-дисплеях).

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Типовая схема применения ADP3610



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа TSSOP-16

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Входное напряжение	V_{IN}	1	16	V_{IN}	Входное напряжение
Вход выключения (блокировки)	SD	2	15	V_{IN}	Входное напряжение
Подключение отрицательного электрода конденсатора накачки С1	C_{M1}	3	14	C_{P1}	Подключение положительного электрода конденсатора накачки С1
Общий вывод	GND	4	13	GND	Общий вывод
Общий вывод	GND	5	12	V_{OUT}	Выход преобразователя
Общий вывод	GND	6	11	V_{OUT}	Выход преобразователя
Подключение отрицательного электрода конденсатора накачки С2	C_{M2}	7	10	C_{P2}	Подключение положительного электрода конденсатора накачки С2
Входное напряжение	V_{IN}	8	9	V_{IN}	Входное напряжение

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Рис. 2. Нестабилизировввнный удвоитель напряжения на базе ADP3610

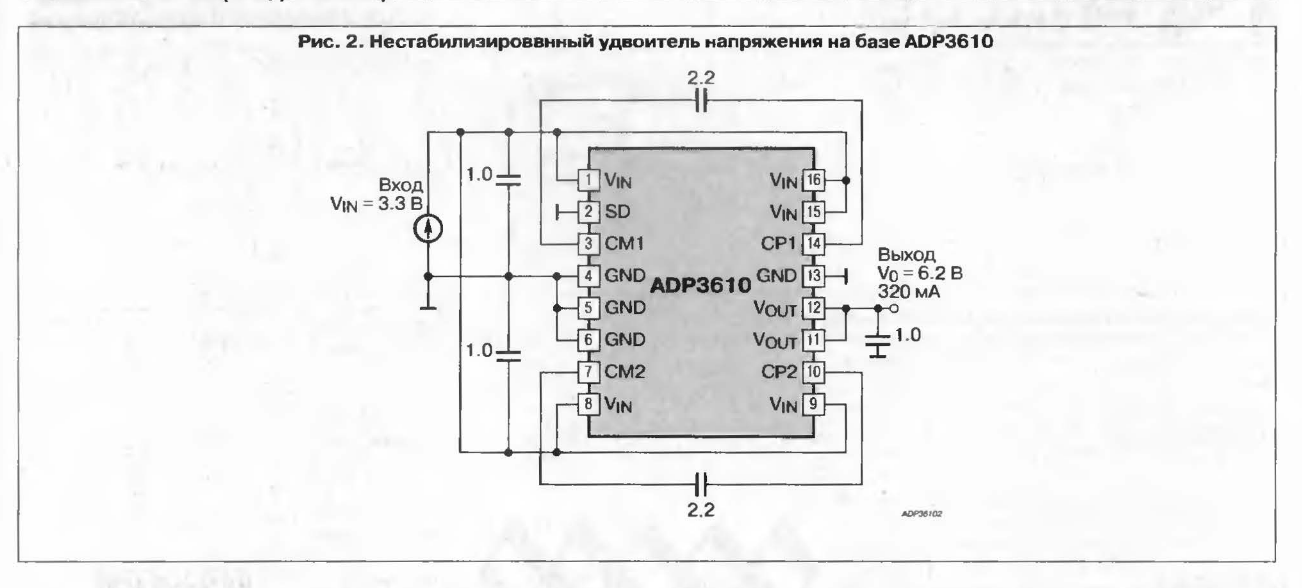


Рис. 3. Применение ADP3610 в преобразоаателе напряжения для ЖК-дисплея

2.2
+o
1.0
VIN =
3.0...3.6 В
–o
1 VIN
2 SD
3 CM1
4 GND
5 GND
6 GND
7 CM2
8 VIN
ADP3610
VIN 16
VIN 15
CP1 14
GND 13
VOUT 12
VOUT 11
CP2 10
VIN 9
1 к
1.0
25.5 к
0.1
TL431
470
24.9 к
1.0
oVMAIN = 5 В
150 мА
2.2 2.2 1.0 1:0 1.0 1.0
oVGL = 17 В
3 мА
1.0
CP+
GND
CP–
SD
ADP3605
VIN
VOUT
n.c.
VSNS
oVGL = –5 В/30 мА
2.2
2.2

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Astec Semiconductor:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ ASTEC SEMICONDUCTOR

ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ТОКУ

Прибор	Входное напряжение, В	Выход	Выходной ток, мА	Ток запуска, мА	Применение	Модуляция	Метод управления	Частота, кГц	Рабочий цикл, %	Рабочая температура, °С	Корпус	Особенности
AS2842	10...30	Тотемный	±1000	1	Сетевые и DC/DC-преобразователи	ШИМ	Ток	50...500	0...100	–40...+105	DIP-8, SOP-8	ИОН на 2.5 В ±1%, точная установка рабочего цикла, улучшенная синхронизация, улучшенная защита от пониженного напряжения, выходной стабилизатор на 5 В, защита от перегрева
AS2843	7.6...30	Тотемный	±1000	0.5	Сетевые и DC/DC-преобразователи	ШИМ	Ток	50...500	0...100	–40...+105	DIP-8, SOP-8	ИОН на 2.5 В ±1%, точная установка рабочего цикла, улучшенная синхронизация, улучшенная защита от пониженного напряжения, выходной стабилизатор на 5 В, защита от перегрева
AS2844	10...30	Тотемный	±1000	1	Сетевые и DC/DC-преобразователи	ШИМ	Ток	50...500	0...50	–40...+105	DIP-8, SOP-8	ИОН на 2.5 В ±1%, точная установка рабочего цикла, улучшенная синхронизация, улучшенная защита от пониженного напряжения, выходной стабилизатор на 5 В, защита от перегрева
AS2845	7.6...30	Тотемный	±1000	0.5	Сетевые и DC/DC-преобразователи	ШИМ	Ток	50...500	0...50	–40...+105	DIP-8, SOP-8	ИОН на 2.5 В ±1%, точная установка рабочего цикла, улучшенная синхронизация, улучшенная защита от пониженного напряжения, выходной стабилизатор на 5 В, защита от перегрева
AS3842	10...30	Тотемный	±1000	1	Сетевые и DC/DC-преобразователи	ШИМ	Ток	50...500	0...100	0...+105	DIP-8, SOP-8	ИОН на 2.5 В ±1%, точная установка рабочего цикла, улучшенная синхронизация, улучшенная защита от пониженного напряжения, выходной стабилизатор на 5 В, защита от перегрева
AS3843	7.6...30	Тотемный	±1000	0.5	Сетевые и DC/DC-преобразователи	ШИМ	Ток	50...500	0...100	0...+105	DIP-8, SOP-8	ИОН на 2.5 В ±1%, точная установка рабочего цикла, улучшенная синхронизация, улучшенная защита от пониженного напряжения, выходной стабилизатор на 5 В, защита от перегрева
AS3844	10...30	Тотемный	±1000	1	Сетевые и DC/DC-преобразователи	ШИМ	Ток	50...500	0...50	0...+105	DIP-8, SDP-8	ИОН на 2.5 В ±1%, точная установка рабочего цикла, улучшенная синхронизация, улучшенная защита от пониженного напряжения, выходной стабилизатор на 5 В, защита от перегрева
AS3845	7.6...30	Тотемный	±1000	0.5	Сетевые и DC/DC-преобразователи	ШИМ	Ток	50...500	0...50	0...+105	DIP-8, SOP-8	ИОН на 2.5 В ±1%, точная установка рабочего цикла, улучшенная синхронизация, улучшенная защита от пониженного напряжения, выходной стабилизатор на 5 В, защита от перегрева
AS2208	8...18	Тотемный	±1000	0.1	Сетевые и DC/DC-преобразователи	ШИМ	Ток	50...250	0...100	0...+105	DIP-8, SOP-8	Режимы однократного запуска или автоперезапуска, точная установка рабочего цикла, дистанционное вкл./выкл., защита от пониж. и повыш. входного напряжения
AS2214	8...18	Тотемный	±1000	0.01	Сетевые и DC/DC-преобразователи	ШИМ	Ток	50...250	0...100	0...+105	DIP-14	Мягкий запуск, 2 входа контроля напряжения, режимы однократного запуска или автоперезапуска, точная установка рабочего цикла, дистанционное вкл./выкл., компенсация наклона "пилы", защита от пониж. и повыш. входного напряжения

8

AS2208

КОНТРОЛЛЕР ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Низкий ток запуска..150 мкА (max)
- Режимы с однократным запуском или автоматическим перезапуском
- Подгонка генератора для прецизионного управления рабочим циклом
- Стандартный температурный диапазон расширен до +105°С
- Дистанционное управление Вкл/Выкл
- Самоограничение напряжения питания
- Стандартный режим управления с дополнительной обратной связью по току

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема AS2208 представляет собой упрощённый широтно-импульсный контроллер, функционально похожий на AS3842. Созданный на основе AS2214, контроллер AS2208 отличается низким током запуска и блокировкой схемы при перенапряжении, что делает его удобным для адаптерных применений.

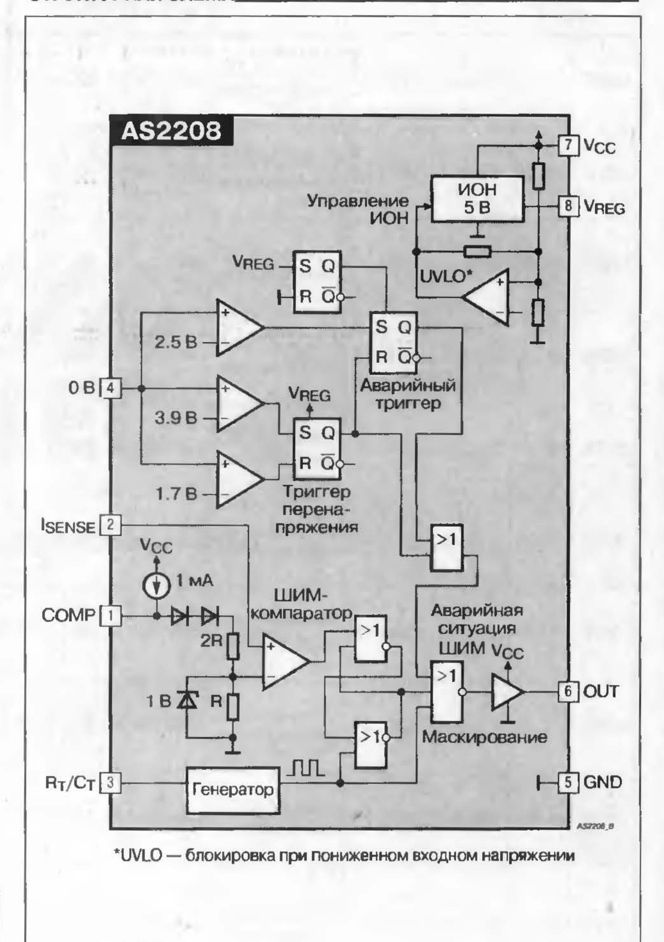
Управление ШИМ осуществляется токочувствительным компаратором по стандартной схеме токового управления. Вывод COMP, который является входом токочувствительного компаратора, способен выдавать ток 1 мА, что вполне достаточного для непосредственного управления оптопарой в цепи обратной связи. Мощный двухтактный квазикомплементарный выходной каскад (тотемный) обеспечивает задержку сигнала ШИМ-компаратора порядка 85 нс.

Микросхема требует для запуска ток 100 мкА. Номинальные значения порогового напряжения блокировки при низком напряжении (UVLO) составляют 14 В при включении и 8 В при выключении. Вывод V_{REG} источника опорного напряжения типа "bandgap" обеспечивает температурно-компенсированное напряжение с нагрузочной способностью до 50 мА. Схема, задающая ток разряда генератора, проходит заводскую подгонку для обеспечения гарантированного управления рабочим циклом.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
AS2208N	DIP-8	0...+105
AS2208D	SOP-8	0...+105

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



*UVLO — блокировка при пониженном входном напряжении

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

AS220BN

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Инвертирующий вход ШИМ-компаратора	COMP	1	8	V_{REG}	Выход стабилизатора 5 В
Вход напряжения, пропорционального току индуктора	I_{SENSE}	2	7	V_{CC}	Напряжение питания
Подключение частотозадающей RC-цепи	R_T/C_T	3	6	OUT	Выход управления внешним МОП-ключом
Вход схемы защиты от перенапряжения	OV	4	5	GND	Земля

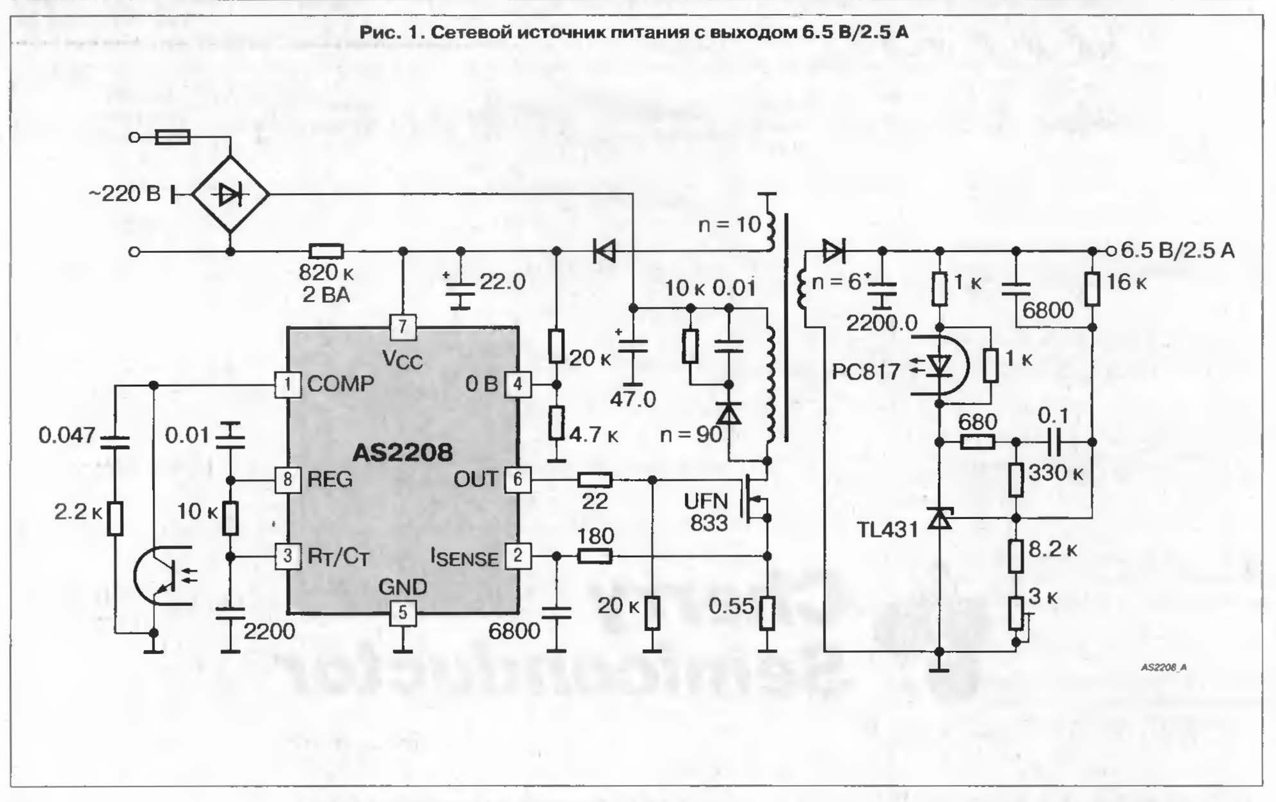
Пластмассовый корпус типа SOP-8

AN2208D

Вывод	№	№	Вывод
COMP	1	8	V_{REG}
I_{SENSE}	2	7	V_{CC}
R_T/C_T	3	6	OUT
OV	4	5	GND

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Сетевой источник питания с выходом 6.5 В/2.5 А



Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Cherry Semiconductor Corp.:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ CHERRY SEMICONDUCTOR CORP.

КОНТРОЛЛЕРЫ ДЛЯ МАТЕРИНСКИХ ПЛАТ КОМПЬЮТЕРОВ

Прибор	Входное напряжение (пуск/стоп), В	ЦАП установки напряжения, бит	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Частота, кГц	Применение (преобразователь)	Режим управления	Корпус	Особенности
ОДНОКАНАЛЬНЫЕ С ЦАП									
CS-5120	4.25...20	—	—	1500 (peak)/ 100 (DC)	до 1000	Синхр. понижающий	V^2	DIP-16, SOP-16	Программируемый мягкий запуск, удаленное считывание, адаптивная установка напряжения, защита от перенапряжения
CS-5121	4.25...20	—	—	1500 (peak)/ 100 (DC)	до 1000	Понижающий	V^2	DIP-16, SOP-16	Программируемый мягкий запуск, удаленное считывание, адаптивная установка напряжения, защита от перенапряжения
CS-5150	4.25...20	4	2.1...3.5	1500 (peak)/ 100 (DC)	до 1000	Синхр. понижающий	V^2	DIP-16, SOP-16	Программируемый мягкий запуск, монитор напряжения питания, удаленное считывание, адаптивная установка напряжения, защита от перенапряжения, точность ЦАП 1%
CS-5151	4.25...20	4	2.1...3.5	1500 (peak) /100 (DC)	до 1000	Понижающий	V^2	DIP-16, SOP-16	Программируемый мягкий запуск, монитор напряжения питания, удаленное считывание, адаптивная установка напряжения, защита от перенапряжения, точность ЦАП 1%
CS-5155	4.25...20	5	1.3...3.5	1500 (peak)/ 100 (DC)	до 1000	Синхр. понижающий	V^2	DIP-16, SOP-16	Программируемый мягкий запуск, монитор напряжения питания, удаленное считывание, адаптивная установка напряжения, защита от перенапряжения, точность ЦАП 1%
CS-5156	4.25...20	5	1.3...3.5	1500 (peak)/ 100 (DC)	до 1000	Понижающий	V^2	DIP-16, SDP-16	Программируемый мягкий запуск, монитор напряжения питания, удаленное считывание, адаптивная установка напряжения, защита от перенапряжения, точность ЦАП 1%
CS-5157	4.25...20	5	1.3...3.5	1500 (peak)/ 100 (DC)	до 1000	Синхр. понижающий	V^2	SDP-16	Программируемый мягкий запуск, монитор напряжения питания, удаленное считывание, адаптивная установка напряжения, защита от перенапряжения, точность ЦАП 1%
CS-5165	4.15...20	5	1.247...3.54	1500 (peak)/ 200 (DC)	до 1000	Синхр. понижающий	V^2	SOP-16	Программируемый мягкий запуск, выход контроля выходного напряжения, вывод блокировки, удаленное считывание, адаптивная установка напряжения, защита от перенапряжения, точность ЦАП 1%, ШИМ-бланкирование 150 нс
CS-5166	4.15...20	5	1.247...3.525	1500 (peak)/ 200 (DC)	до 1000	Синхр. понижающий	V^2	SDP-16	Программируемый мягкий запуск, выход контроля выходного напряжения, вывод блокировки, удаленное считывание, адаптивная установка напряжения, защита от перенапряжения, точность ЦАП 1%, ШИМ-бланкирование 200 нс
ДВУХКАНАЛЬНЫЕ									
CS-5127	9...25	5	1.247...3.525	1000 (peak)/ 200 (DC)	185...225	Понижающий + Понижающий	V^2	SOP-16	Двухканальный, двухуровневая схема защиты по напряжению, вход блокировки, программируемая частота генератора
CS-5132	8.4...14	5	1.25...3.525	1500 (peak)/ 200 (DC)	—	Пониж. + Синхр. понижающий	V^2	SOP-24	Двухканальный, защита от перегрузки по току, защита от пониж. и повыш. напряжения, адаптивная установка напряжения

8

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ С ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКОЙ

Прибор	Входное напряжение (пуск/стоп), В	Опорное напряжение, В	Выходной ток, мА	Ток запуска, мА	Частота, кГц	Максимальный ребочий цикл, %	Применение (преобразователь)	Режим управления	Корпус	Особенности
CS-3524A	8...40	5±1%	200 (60 В)	4	120...500	45	Любой тип	Напряжение	DIP-16, SOP-16	Двухтактный ШИМ-контроллер, аналог SG3524, защита от пониженного напряжения, ШИМ-триггер, защита от перегрева
CS-51221	4.6/3.8	3.3±0.1	±1000 (peak)/ ±200 (DC)	0.075	до 1000	85 (typ)	Любой тип	Напряжение	DIP-16, SOP-16	Мягкий запуск, точное ограничение рабочего цикла, защита от пониж./повыш. напряжения, защита от перегрева, двунаправленная синхронизация, гашение переднего фронта импульса тока
CS-52843	8.4/7.6...30	5±2%	±1000	0.5	52	100	Сетевой	Ток	SOP-8, SOP-16	Температурно-компенсированный генератор, поцикловое ограничение тока, защита от пониж. напряжения, подавление сдвоенных импульсов
CS-52844	8.4/7.6...30	5±2%	±1000	0.5	52		Сетевой	Ток	SOP-8, SOP-16	Температурно-компенсированный генератор, поцикловое ограничение тока, защита от пониж. напряжения, подавление сдвоенных импульсов
CS-52845	8.4/7.6...30	5±1%	±1000	1	52	50	Сетевой	Ток	SOP-8, SOP-14	Температурно-компенсированный генератор, поцикловое ограничение тока, защита от пониж. напряжения, подавление сдвоенных импульсов
CS-2841B	8/7.4...40	5±1%	±1000	1	52	100	Сетевой, автомобильный	Ток	DIP-8, SOP-14	Температурно-компенсированный генератор, поцикловое ограничение тока, защита от пониж. напряжения, подавление сдвоенных импульсов
CS-2842A/3842	16/10...30	5	±1000	1	52	100	Сетевой	Ток	DIP-8, SOP-8, SOP-14	Температурно-компенсированный генератор, поцикловое ограничение тока, защита от пониж. напряжения, подавление сдвоенных импульсов
CS-2843A/3843A	8.4/7.6...30	5	±1000	1	52	100	Сетевой	Ток	DIP-8, SOP-8, SOP-14	Температурно-компенсированный генератор, поцикловое ограничение тока, защита от пониж. напряжения, подавление сдвоенных импульсов
CS-2844/3844	16/10...30	5	±1000	1	52	50	Сетевой	Ток	DIP-8, SOP-8, SOP-14, SOP-16	Температурно-компенсированный генератор, поцикловое ограничение тока, защита от пониж. напряжения, подавление сдвоенных импульсов
CS-2845/3845	8.4/7.6...30	5	±1000	1	52	50	Сетевой	Ток	DIP-8, SOP-8, SOP-14, SOP-16	Температурно-компенсированный генератор, поцикловое ограничение тока, защита от пониж. напряжения, подавление сдвоенных импульсов
CS-3842B	16/10...30	5	±1000	0.5	52	100	Сетевой	Ток	DIP-8, SOP-8, SOP-14	Температурно-компенсированный генератор, поцикловое ограничение тока, защита от пониж. напряжения, подавление сдвоенных импульсов
CS-3843B	8.4/7.6...30	5	±1000	0.5	52	100	Сетевой	Ток	DIP-8, SOP-8, SOP-14	Температурно-компенсированный генератор, поцикловое ограничение тока, защита от пониж. напряжения, подавление сдвоенных импульсов
CS-3844B	16/10...30	5	±1000	0.6	52	50	Сетевой	Ток	DIP-8, SOP-8, SOP-14, SOP-16	Температурно-компенсированный генератор, поцикловое ограничение тока, защита от пониж. напряжения, подавление сдвоенных импульсов
CS-2845B	8.4/7.6...30	5	±1000	0.5	52	50	Сетевой	Ток	DIP-8, SOP-8, SOP-14, SOP-16	Температурно-компенсированный генератор, поцикловое ограничение тока, защита от пониж. напряжения, подавление сдвоенных импульсов
CS-3865C	14/10	5±2%	±1000	1	49	52	Сетевой, DC-DC	Ток	DIP-16, SOP-16	Два выхода, поцикловое ограничение тока, защита от пониженного напряжения, совместима по выводам с MC34065H
CS-5651	14/10	5±2%	±400	1	49	52	Сетевой, DC/DC	Ток	DIP-16, SOP-16	Два тотемных выхода, один выход с блокировкой, поцикловое ограничение тока, защита от пониженного напряжения, совместима по выводам с MC34065H
CS-5661	8.4/7.8	5±2%	±400	1	49.5	52	Сетевой, DC/DC	Ток	SOP-16	Два тотемных выхода, один выход с блокировкой, поцикловое ограничение тока, защита от пониженного напряжения, совместима по выводам с MC34065L
CS-51021	8.25/ 7.7...20	5±1%	±1000 (peak)/ ±200 (DC)	0.075	230...280	83	Сетевой, DC/DC	Ток	SOP-16	Мягкий запуск, двухуровневая защита от перегрузки по току, защита от перенапряжения, компенсация наклона "пилы", гашение переднего фронта импульса тока, двунаправленная синхронизация
CS-51022	8.25/ 7.7...20	5±1%	±1000 (peak)/±200 (DC)	0.075	230...280	83	Сетевой, DC/DC	Ток	SOP-16	Мягкий запуск, двухуровневая защита от перегрузки по току, защита от перенапряжения, компенсация наклона "пилы", гашение переднего фронта импульса тока, дежурный режим с потреблением 100 мкА

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ С ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКОЙ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Прибор	Входное напряжение (пуск/стоп), В	Опорное напряжение, В	Выходной ток, мА	Ток запуска, мА	Частота, кГц	Максимальный рабочий цикл, %	Применение (преобразователь)	Режим управления	Корпус	Особенности
CS-51023	13/7.7...20	5 ±1%	±1000 (peak)/±200 (DC)	0.075	230...280	83	Сетевой, DC/DC	Ток	SOP-16	Мягкий запуск, двухуровневая защита от перегрузки по току, защита от перенапряжения, компенсация наклона "пилы", гашение переднего фронта импульса тока, двунаправленная синхронизация
CS-51024	13/7.7...20	5 ±1%	±1000 (peak)/ ±200 (DC)	0.075	230...280	83	Сетевой, DC/DC	Ток	SOP-16	Мягкий запуск, двухуровневая защита от перегрузки по току, защита от перенапряжения, компенсация наклона "пилы", гашение переднего фронта импульса тока, дежурный режим с потреблением 100 мкА
CS-5106	7.5...16	5 ±1.5%	±500 (peak)/ ±100 (DC)	1.5	485...540	—	Преобразователи с гальв. развязкой	Ток	SSOP-24	Выход на синхронный транзистор, защита от повыш. и пониж. напряжения, M/S-синхронизация, компенсация наклона "пилы", блокировка, расширенный диапазон температур
Контроллер вториЧной цепи										
CS-5101	8/7...45	5 ±2%	±1500 (peak)	—	—	—	Сетевой, DC/DC	Напряжение	DIP-14, SOP-16	Дежурный режим с током 100 мкА, защита от перегрузки по току, внешняя синхронизация, монитор напряжения внешнего ключа

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ БЕЗ ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКИ

Прибор	Входное напряжение (пуск/стоп), В	Опорное напряжение, В	Выходной ток, мА	Ток потребления в дежурном режиме, мкА	Частота, кГц	Максимальный рабочий цикл, %	Применение (преобразователь)	Режим управления	Корпус	Особенности
CS-3972	3...60	1.24	1.25 (2 (peak))	—	33...47	92 (typ)	Повыш., пониж., прямоходовой	Ток	DIP-8, SOP-16, TO-220-5	Ограничение тока, защита от пониженного напряжения, защита от перегрева, внешняя синхронизация
CS-5171	2.4...30	1.274	4000	30	260/52	94 (typ)	Повыш., пониж., прямоходовой	Ток	DIP-8, SOP-8	Внешняя синхронизация, защита по току, защита от перегрева, стабилизированные полож. и отриц. выходы, расширенный диапазон температур, совместимость по выводам с LT1373
CS-5172	2.4...30	1.274	4000	30	52/104	94 (typ)	Повыш., пониж., прямоходовой	Ток	DIP-8, SOP-8	Внешняя синхронизация, защита по току, защита от перегрева, стабилизированные полож. и отриц. выходы, расширенный диапазон температур, совместимость по выводам с LT1372
CS-51031	4.4...20	3.3 ±2%	±1000 (peak)	900	160...240	83.3 (typ)	Пониж.	Напряжение	DIP-8, SOP-8	Программируемый мягкий запуск, монитор напряжения питания
CS-51033	4.4...20	3.3 ±2%	±1000 (peak)	900	160...240	83.3 (typ)	Пониж.	Напряжение	DIP-8, SOP-8	Программируемый мягкий запуск, монитор напряжения питания

CS-5106

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР С СИНХРОННЫМ ВЫХОДОМ И ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Программируемая фиксированная рабочая частота
- Программируемое время "неперекрытия" в ключевых транзисторах
- Вывод разрешения реботы контроллера (рвзблокирования)
- Управление вспомогательным источником питания 12 В
- Блокировка при повышенном и пониженном входном напряжении
- Защита от пониженного выходного напряжения
- Возможность синхронизации в режиме ведущий/ведомый
- Работа в огранnченном диапазоне частот синхронизации
- Время отработки ШИМ .... 80 нс
- Выход опорного источника .... 5 В/20 мА
- Миниатюрный 24-выводной корпус SSOP
- Управляемый "Hiccup"-режим

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

CS-5106 представляет собой контроллер с управлением по току (с дополнительной обратной связью по току), постоянной рабочей частотой, с двумя синхронизированными драйверами для управления, соответственно, одним и двумя МОП-транзисторами.

В дополнение, благодвря тому, что синхронизированные драйверы МОП-транзисторов исключают "перекрытие" (одновременное проводящее состояние транзисторов), CS-5106 является идеальным контроллером для построения высококачественных преобразователей напряжения.

Микросхема CS-5106 специально сконструирована для преобразователей с гальванической развязкой с высокими требованиями по быстродействию, малыми размерами и цене компонентов.

Рабочий диапазон температур от −40 до +125 °C, диапазон напряжений питания от 9 до 16 В.

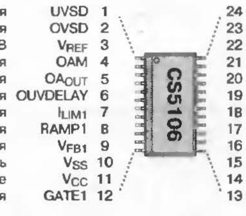
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

НАЗНАЧЕНИЕ ВЫВОДОВ

Вывод	Обозначение	Назначение
1	UVSD	Вывод отключения при понижении напряжения питания. Обычно этот вывод соединяется через резистивный делитель с входным напряжением. Если напряжение на этом выводе меньше 5 В, то потенциалы на выводах GATE1, GATE2, GATE2B становятся низкими
2	OVSO	Вывод отключения при повышении напряжения питания. Обычно этот вывод соединяется через резистивный делитель с входным напряжением. Если напряжение на этом выводе больше 5 В, то потенциалы на выводах GATE1, GATE2, GATE2B становятся низкими
3	V_{5REF}	Выход источника опорного напряжения 5 В. Номинальный ток нагрузки 20 мА. Если напряжение на этом выводе падает до 4.5 В, то потенциалы на выводах GATE1, GATE2, GATE2B становятся низкими
4	OAM	Инвертирующий вход усилителя ошибки вспомогательного источника питания. Напряжение на этом выводе равно 1/10 от напряжения на выводе V_{SS} и сравнивается в усилителе ошибки с опорным напряжением 1.2 В
5	OA_{OUT}	Выход усилителя ошибки вспомогательного источника питания. Максимальный выходной ток 300 мкА
6	OUVDELAY	Вывод для подключения времязадающего конденсатора в схему защиты от пониженного выходного напряжения. Если выходные напряжения основного и вспомогательного источников питания таковы, что напряжения на выводах V_{FB1} и V_{FB2} оказываются больше номинального значения 4.1 В, то этот конденсатор начинает заряжаться. Если продолжительность перенапряжения такова, что напряжение на выводе OUVDELAY превысит 5 В, то потенциалы на выводах GATE1, GATE2, GATE2B становятся низкими
7	I_{LIM1}	Вывод управления защитой по току вспомогатвльного источника питания. Напряжение, превышающее 1.2 В на этом выводе, переводит вывод GATE1 в низковольтнов состояние. Напряжение на этом выводе, превышающве 1.4 В, переводит вывод GATE1 в низковольтное состояние как минимум на два рабочих цикла
8	RAMP1	Вывод пилообразного напряжения вспомогательного источника питания. На этом выводе обычно представлено напряжение, которое линейно связано с током в первичной обмотке вспомогательного трансформатора. При превышении этим напряжением значения V_{FB1} – 0.13 В потенциал вывода GATE1 становится низким
9	V_{FB1}	Вывод обратной связи по напряжению вспомогатвльного источника питания. Напряжение нв этом выводе, меньшее, чем напряжение на выводе RAMP1 + 0.13 В, переводит вывод GATE1 в низковольтное состояние
10	V_{SS}	Вход питания/обратной связи (см. Назначение вывода V_{CC}). Кроме того, этот вывод соединен через делитель 10:1 с инвертирующим входом усилитвля ошибки вспомогательного источника питания
11	V_{CC}	Вход напряжения питания. Питание на этот вывод поступает через внешний ограничитель напряжения до тех пор, пока V_{SS} не станет больше V_{CC}. После этого питание контроллера поступает через вывод V_{SS}
12	GATE1	Вывод для подключения затвора ключевого транзистора вспомогательного источника питания
13	GND	Общий вывод, земля
14	GATE2	Вывод драйвера управления затвором ключевого транзистора основного источника питания
15	GATE2B	Вывод драйвера управления затвором транзистора синхронного выпрямителя, синхронизированный с драйвером GATE2
16	V_{FB2}	Вывод обратной связи по напряжению основного источника питания. Напряжение на этом выводе, меньшве чем напряжение на выводе RAMP2 + 0.13 В, переводит потенциал вывода GATE2 в низковольтное, а потенциал вывода GATE2B — в высоковольтное состояние
17	RAMP2	Вывод пилообразного напряжения основного источника питания. На этом выводе обычно представлено напряжение, линейно связанное с током в первичной обмотке основного трансформатора. При превышении этим напряжением значения VFB2 – 0.13 В, потенциал вывода GATE2 становится низким, а GATE2B — высоким
18	I_{LIM2}	Вывод управления защитой по току основного источника питания. Напряжение, превышающее 1.2 В на этом выводе, переводит вывод GATE2 в низковольтнов состояние, а GATE2B — в высоковольтное состояние. Напряжение на этом выводе, превышающее 1.4 В, переводит вывод GATE2 в низковольтное, а вывод GATE2B — в высоковольтное состояние как минимум на два рабочих цикла
19	DLYSET	Вывод для установки времени "неперекрытия" между напряжениями на выводах GATE2 и GATE2B. Резистор 27 кОм между DLYSET и общим выводом устанавливает номинальное значение этого времени 45 нс
20	FADJ	Вывод регулировки рабочей частоты. Резистор 27 кОм между FADJ и общим выводом устанавливает номинальное значение рабочей частоты 512 кГц
21	$SYNC_{OUT}$	Выход синхронизации. Импульсы амплитудой от 1 до 5 В и рабочим циклом 50% имеют передний фронт в фаза с напряжением на выводе GATE1
22	$SYNC_{IN}$	Вход синхронизации. Частота внутреннего генератора может быть изменена в пределах +10/–15% подачей положительных импульсов на этот вывод. Если частота внешнего генератора отличается от частоты внутреннего генератора более чем на +25/–35%, сигналы внешнего генератора игнорируются
23	PROGRAM	Вход программирования отключения контроллера. Ток по этому выводу составляет не менее 20 мкА
24	ENABLE	Вход разрешения работы контроллера. ВЫСОКИЙ уровень на выводе PROGRAM и НИЗКИЙ на выводе ENABLE или НИЗКИЙ уровень на выводе PROGRAM и ВЫСОКИЙ на выводе ENABLE разрешают нормальную работу драйверов GATE1, GATE2 и GATE2B. В отключенном состоянии вывод ENABLE имеет ВЫСОКИЙ уровень. Ток по этому выводу составляет не менве 100 мкА

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

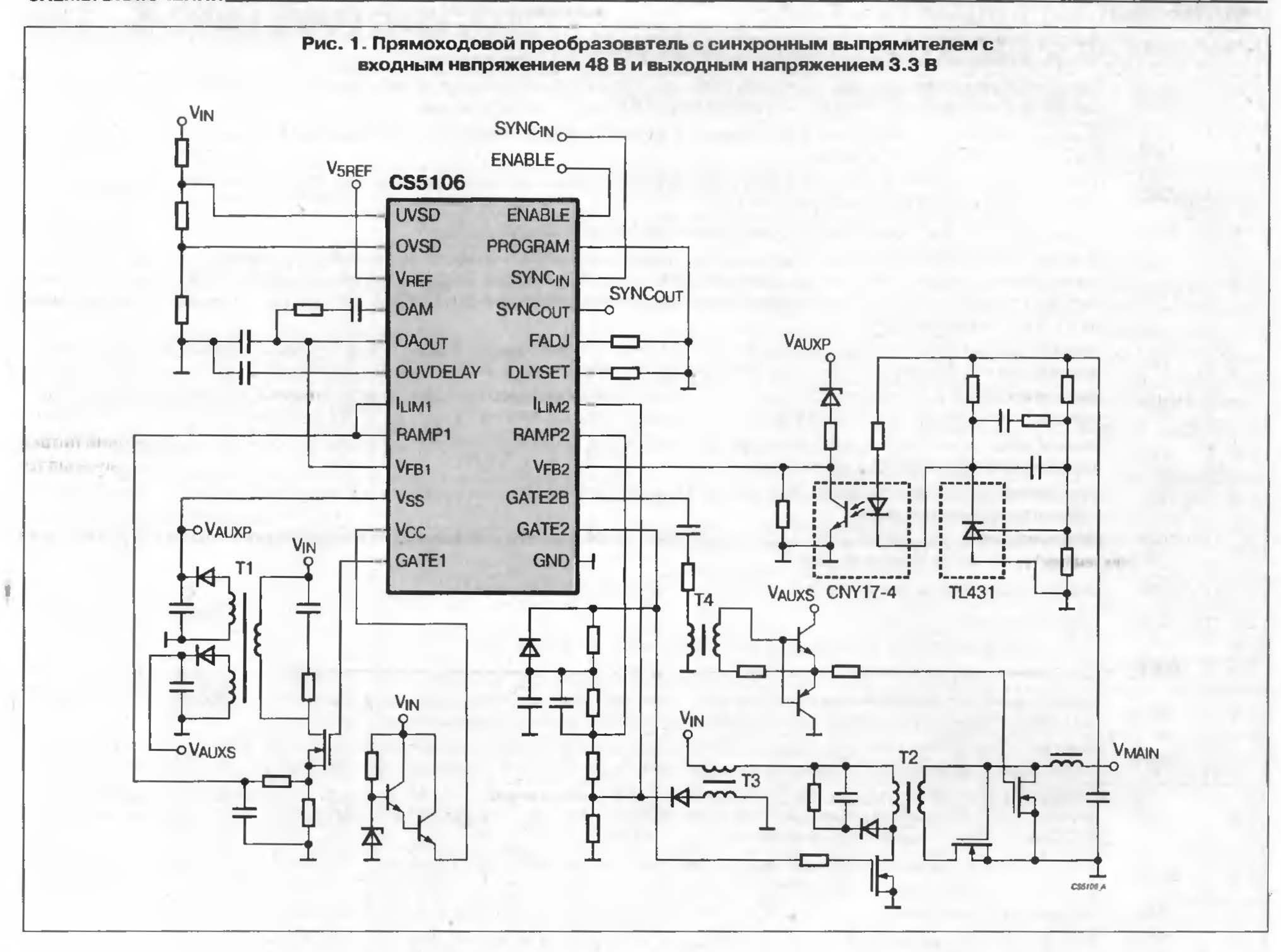
Корпус типа SSOP-24



Блокировка при понижении напряжения питания	UVSD	1	24	ENABLE	Разблокирование контроллера
Блокировка при повышении напряжения питания	OVSD	2	23	PROGRAM	Программирование отключения контроллера
Опорное напряжение 5 В	V_{REF}	3	22	$SYNC_{IN}$	Вход синхронизации
Вход усилителя ошибки вспомогательного источника питания	OAM	4	21	$SYNC_{OUT}$	Выход синхронизации
Выход усилителя ошибки вспомогательного источника питания	OA_{OUT}	5	20	FADJ	Регулировка рабочей частоты
Задержка срабатывания защиты при понижении выходного напряжения	OUVDELAY	6	19	DLYSET	Регулировка времени "неперекрытия"
Управление защитой по току вспомогательного источника питания	I_{LIM1}	7	18	I_{LIM2}	Управление защитой по току основного источника питания
Пилообразное напряжение вспомогательного источника питания	RAMP1	8	17	RAMP2	Пилообразное напряжение основного источника питания
Обратная связь вспомогательного источника питания	V_{FB1}	9	16	V_{FB2}	Обратная связь основного источника питания
Питание V_{SS}/Обратная связь	V_{SS}	10	15	GATE2B	Затвор транзистора управления синхронным выпрямителем
Питание	V_{CC}	11	14	GATE2	Затвор ключевого транзистора основного источника питания
Затвор ключевого транзистора вспомогательного источника питания	GATE1	12	13	GND	Общий вывод

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Прямоходовой преобразоввтель с синхронным выпрямителем с входным нвпряжением 48 В и выходным напряжением 3.3 В



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
CS-5106SW24	SSOP-24	–40...+85
CS-5106SWR24	SSOP-24 (лента и бобина)	–40...+85

CS-5171/72

Cherry Semiconductor

ПОВЫШАЮЩИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ С РАБОЧЕЙ ЧАСТОТОЙ 250/500 кГц И ТОКОМ 1.5 А

ОСОБЕННОСТИ

- Встроенный ключ .... 1.5 А
- Диапазон входных напряжений .... 2.4...30 В
- Высокая рабочая частота, позволяющая использовать миниатюрные компоненты
- Минимум внешних компонентов
- Простая внешняя синхронизация
- Встроенная защита по току
- Встроенная защита от перегрева
- Совместимость по выводам с LT1373/LT1372
- Имеется возможность регулирования выходного напряжения как положительной, так и отрицательной полярности
- Ток потребления в дежурном режиме .... 30 мкА
- Диапазон рабочих температур .... –40...+85°С

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

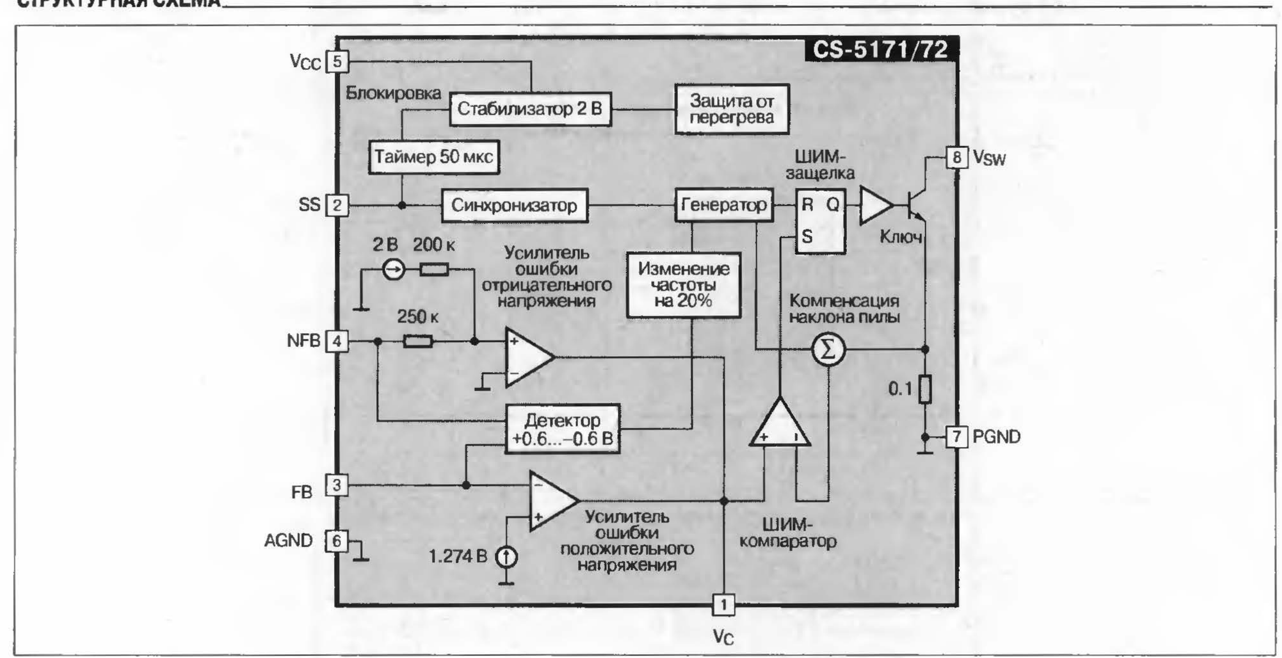
Микросхемы CS-5171/CS-5172 представляют собой импульсные стабилизаторы, снабженные встроенным ключом с коммутируемым током до 1.5 А.

Гибкость конструкции позволяет использовать эти изделия в большинстве схем источников питания, например, в повышающем, понижающем, обратноходовом, инвертирующем стабилизаторах.

В CS-5171/CS-5172 используется токовый метод управления, что обеспечивает превосходную стабилизацию при изменении питающего напряжения и нагрузки, а также обеспечивает ограничения тока импульса.

Сочетание высокой рабочей частоты с высокой степенью интеграции собственно стабилизатора обеспечивает компактность источника питания. Схема предусматривает возможности синхронизации рабочей частоты, дежурный режим и подключение цепи обратной связи как к положительному, так и отрицательному выходному напряжению.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

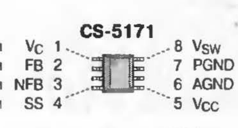


ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-8

CS-5171

Выход усилителя ошибки	V_C 1		8	V_{SW}	Выход ключа (коллектор транзистора)
Вход напряжения обратной связи положительной полярности	FB 2		7	PGND	Силовая земля
Вход напряжения обратной связи отрицательной полярности	NFB 3		6	AGND	Аналоговая земля
Вывод синхронизации и блокировки	SS 4		5	V_{CC}	Напряжение питания



Пластмассовый корпус типа DIP-8

CS-5171

V_C 1		8	V_{SW}
FB 2		7	PGND
NFB 3		6	AGND
SS 4		5	V_{CC}

8

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

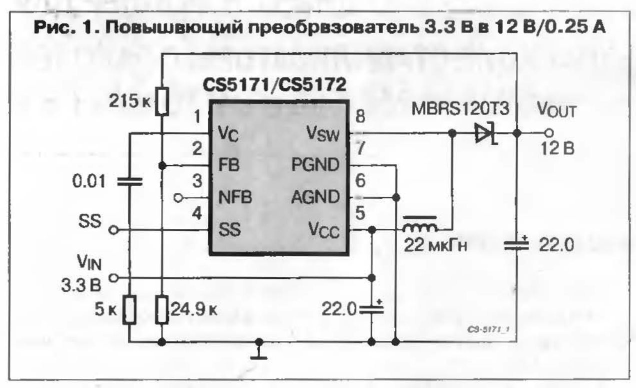


Рис. 1. Повышвющий преобрвзователь 3.3 В в 12 В/0.25 А

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Базовая рабочая частота, кГц (typ)	Пониженная базовая рабочая частота, кГц (typ))	Корпус и упаковка
CS-5171N8	260	52	DIP-8
CS-5171D8	260	52	SOP-8N
CS-5171DR8	260	52	SOP-8N на ленте и бобине
CS-5172N8	520	104	DIP-8
CS-5172D8	520	104	SOP-8N
CS-5172DR8	520	104	SOP-8N на ленте и бобине

Рис. 2. Обрвтноходовой преобразователь с выходными напряжениями +15 В и –15 В

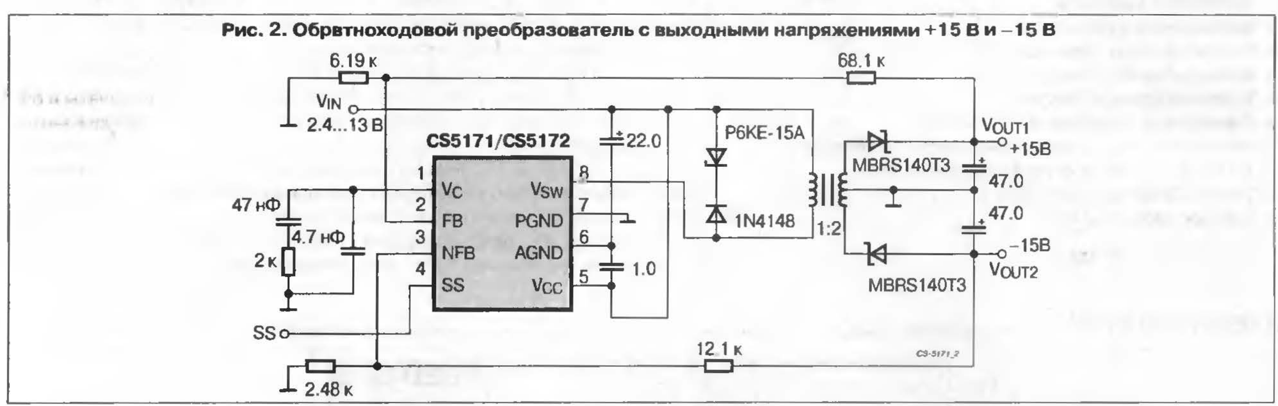


Рис. 3. Инвертирующий преобразователь

Рис. 4. Повышающий/понижающий преобразователь нвпряжения

CS-51033

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ КОНТРОЛЛЕР ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ *p*-КАНАЛЬНЫМ МОП-ТРАНЗИСТОРОМ В ПОНИЖАЮЩИХ СТАБИЛИЗАТОРАХ

ОСОБЕННОСТИ

- Тотемный выход . . . . до 1 А
- Высокая рабочая частота . . . . до 700 кГц
- Не требуется компенсация
- Защита от короткого замыкания без потерь
- Погрешность источника опорного напряжения 2%
- Программируемый мягкий запуск

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
CS-51033N8	DIP-8	–40...+125
CS-51033D8	SOP-8N	
CS-51033DR8	SOP-8N на ленте в бобине	

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

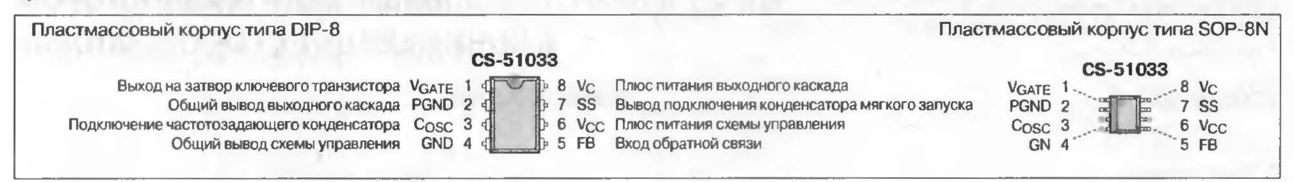
Микросхема CS-51033 предназначена для использования в качестве схемы управления в понижающих преобразователях напряжения. В состав CS-51033 входят выходной каскад (драйвер) управления затвором внешнего ключевого *p*-канального МОП-транзистора, обеспечивающий выходной ток до 1 А, генератор с фиксированной частотой, цепь защиты от короткого замыкания, узел программируемого мягкого запуска, прецизионный источник опорного напряжения, быстродействующий компаратор контроля выходного напряжения и схема управления выходным каскадом с защелкой.

Высокая рабочая частота позволяет использовать миниатюрные реактивные элементы, уменьшает размеры печатной платы и общие производственные затраты. Программируемый мягкий запуск уменьшает пусковые броски тока. Цепь защиты, в условиях короткого замыкания, уменьшает время открытого состояния ключевого транзистора до 1/30 от его нормального значения.

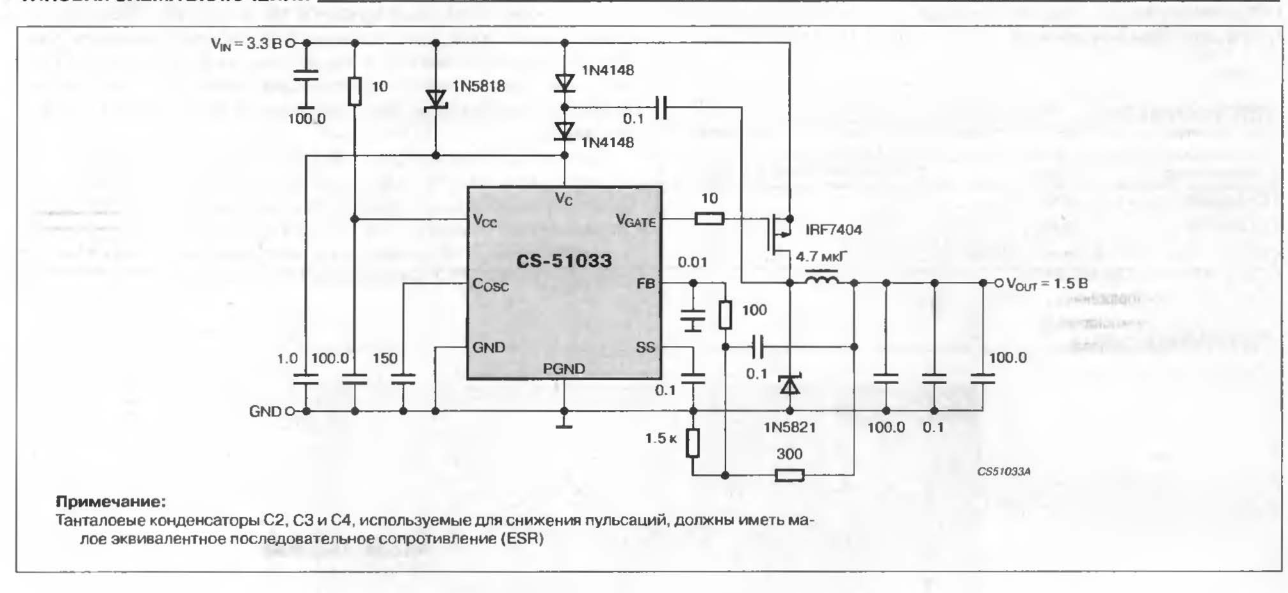
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

8

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



Примечание:
Танталовые конденсаторы С2, С3 и С4, используемые для снижения пульсаций, должны иметь малое эквивалентное последовательное сопротивление (ESR)

CS-51221

ШИМ-КОНТРОЛЛЕР С УПРАВЛЕНИЕМ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

ОСОБЕННОСТИ

- Рабочая частота .... до 1 МГц
- Фиксированная частотв, режим управления по напряжению с прямой связью (feed forward)
- Тепповая защита
- Защита от пониженного напряжения
- Программироввние максимальной длительности включенного состояния ключевого трвнзисторв
- Ток упраалення затвором ключевого транзистора .... до 1 А (peak)
- Поцикловая защита от перегрузки по току
- Маскирование переднего фронта импупьса токв
- Время задержки срабатывания защиты .... 75 нс
- Программируемый мягкий запуск
- Защита от перенапряжения с программируемым гистерезисом
- Двухсторонняя синхронизация
- Время нараствния и спада на затворе ключевого транзистора 25 нс при емкости 1 нФ
- Выход опорного напряжения .... 3.3 В ±3%

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема CS-51221 является ШИМ-контроллером с прямой связью (feed forward) и режимом управления по напряжению. Данная ИС оптимизирована для работы на высокой частоте. Имеются следующие особенности: мягкий запуск, пусковой ток менее 50 мкА, защита от повышенного и пониженного напряжения питания, двухсторонняя синхронизация.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих твмператур, °С
CS-51221EN16	DIP-16	–40...+85
CS-51221ED16	SOP-16N	–40...+85
CS-51221EDR16	SOP-16N (лента и бобина)	–40...+85

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

CS-51221

VCC 14, SLEEP, SYNC 3, RTCT 7, VFB 9, COMP 10, FF 4, ISET 8, ISENSE 2

VREF 13, VC 16, GATE 1, PGND 15, SS 11, 0V 6, UV 5, LGND 12

ENABLE, ИОН 3.3 В, VREF, VREF OK, 3.1 В, Старт/Стоп при понижении напряжения питания, Отключение при перегреве, 13.5 В, Генератор, >1, S Q, R Q̄, &, Усилитель ошибки, 2.4 В, VBG 1.27 В, Максимальный рабочий цикл, VREF 55 мкА, ON, ШИМ, Фиксатор мягкого старта, Защелка разряда, 5 мкА, 2.4 В, 2 В, Датчик высокого напряжения, DISABLE, Маска 150 нс, Датчик низкого напряжения, 1 В

CS51221B

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

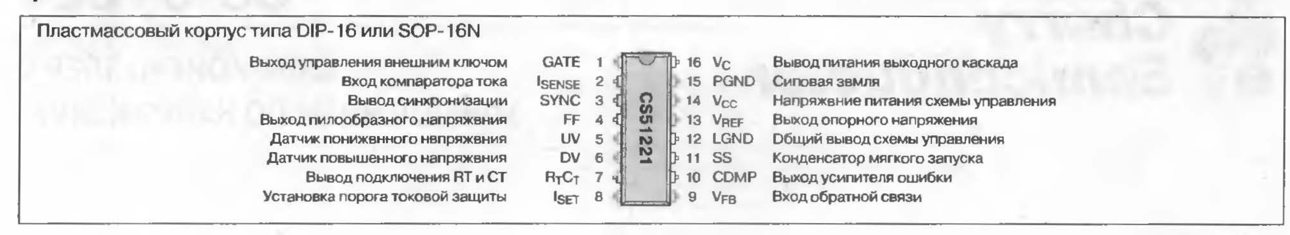


СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Преобразователь напряжения 36…72 В в выходное напряжение 5 В/5 А

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Elantec:

8

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ ELANTEC

DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (ДЛЯ ПИТАНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРОВ)

Прибор	Напряжение питания, В	Выходное напряжение, В	Разброс, %	Частота, МГц	Выходной ток, А	Управление выходом		ИОН	Встроенные ПТ	Дежурный режим	Корпус
						ЦАП	Внешний резистор				
EL7556C	+4.5...+5.5	1.0...3.8	1	1	6		•	•	•		SOP-28
EL7558C	+4.5...+5.5	1.0...3.8	1	1	8		•	•	•		SOP-28
EL7562C	+3.0...+5.5	1.0...V_S	1	1	2		•	•	•	•	SOP-28
EL7564C	+3.0...+5.5	1.0...V_S	1	1	4		•	•	•	•	SOP-28
EL7571C	+4.5...+12.6	1.3...3.5	1	–	Внешние ПТ	•		•			SOP-28

élantec
HIGH PERFORMANCE ANALOG INTEGRATED CIRCUITS

EL7556C/58C

РЕГУЛИРУЕМЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ ЦПУ

ОСОБЕННОСТИ

- Ток нагрузки
  - EL7556C .... до 6 А
  - EL7558C (при 3.3 В) .... 8 А
- Точность внутреннего опорного источника напряжения 1%
- Выходное напряжение .... 1...3.8 В
- Встроенные ключевые МОП-транзисторы
- КПД .... свыше 90%
- Синхронное переключение
- Индикация перегрева
- Поимпульсное ограничение тока
- Рабочвя частота .... до 1.0 МГц
- Дистанционное ВКЛЮЧЕНИЕ/ВЫКЛЮЧЕНИЕ
- Совместимость с INTEL P54 и P55
- Интерфейс VCC2DET
- Встроенный мягкий запуск

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы EL7556C/7558C являются регулируемыми импульсными синхронными DC/DC преобразователями, оптимизированными для работы с входным напряжением 5.0 В и выходным напряжением 1.0...3.8 В. EL7556C способна обеспечить выходной ток до 6 А, а EL7558C — до 8 А при 3.3 В без внешних ключевых транзисторов и радиатора. Встроенная система безрезисторного контроля тока обеспечивает стабильность режима работы с управлением по току. Установка выходного напряжения может осуществляться либо с помощью двух внешних резисторов, либо через интерфейс с микропроцессоров Intel P54 или P55. В обоих случаях выход PWRGD индицирует отклонение выходного напряжения за пределы ±10% от установленной величины. Встроенный датчик сигнализирует о превышении допустимой температуры и может быть использован для тепловой защиты ИС.

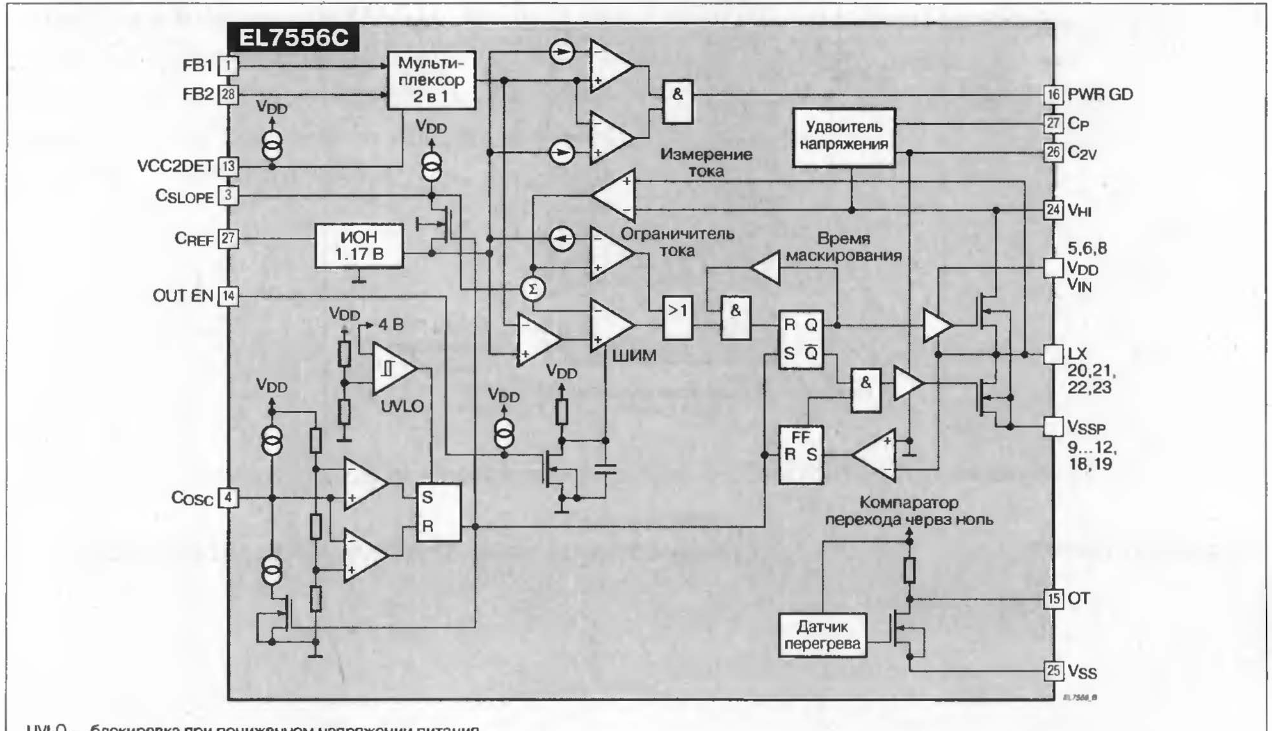
ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- Материнские платы персональных компьютеров
- Портативные электроприборы и инструменты
- Преобразователи 5.0 В в 1.0 В

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономиал	Корпус	Рабочий дивпазон температур, °C
EL7556CE	SOP-28	0...+70
EL7558CE	SOP-28	0...+70

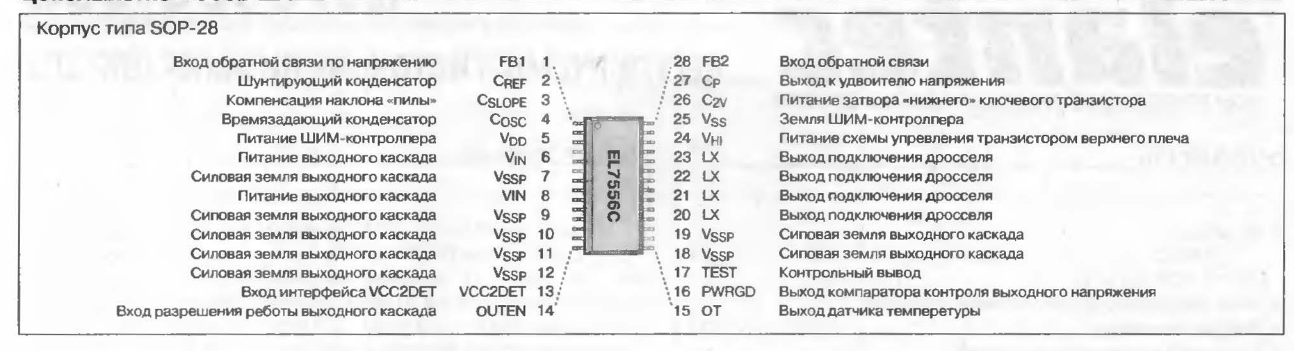
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



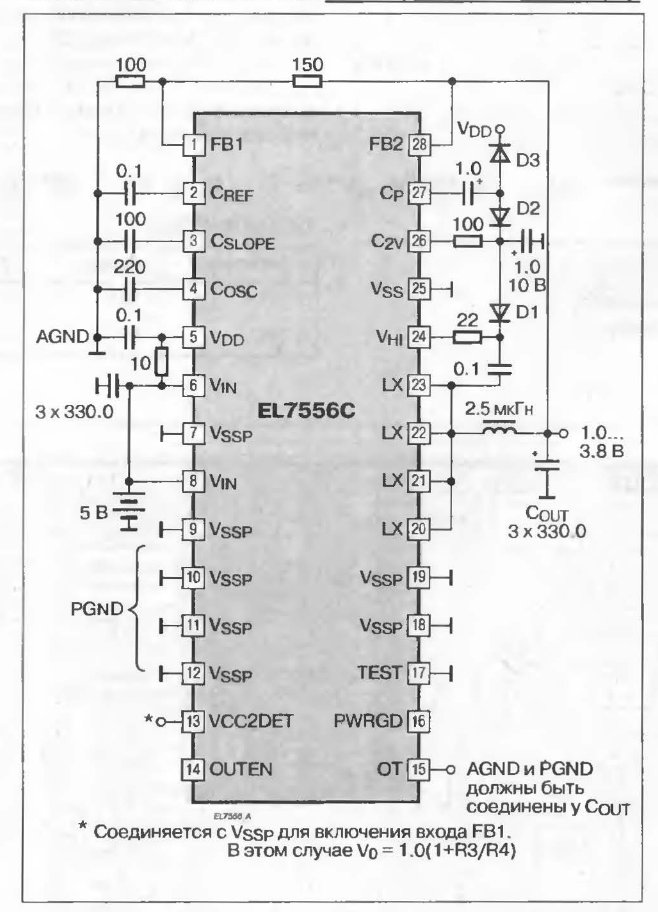
UVLO — блокировка при пониженном напряжении питания

8

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Fairchild Semiconductor:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ FAIRCHILD SEMICONDUCTOR

ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ПИТАНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Прибор	Корпус	Функциональное назначение
ПРОГРАММИРУЕМЫЕ 4-РАЗРЯДНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ		
RC5039	SOP-16	Для процессоров P55C, K6, M2 с внешней частотной коррекцией
RC5040	SOP-20	С синхронным выпрямлением для микропроцессоров P55C, K6 и M2
RC5041	SOP-16	Для процессоров Pentium P55C, K6, и 6x86MX (M2)
RC5042	SOP-16	Для процессоров Pentium и материнских плат на их основе
ПРОГРАММИРУЕМЫЕ 5-РАЗРЯДНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ		
RC5050	SOP-20	Контроллер для низковольтного микропроцессора
RC5051	SOP-20	Контроллер с синхронным выпрямлением для микропроцессора Pentium II
RC5052	SOP-20	Контроллер с датчиком тока и синхронным выпрямлением для микропроцессора Pentium II
RC5053	SOP-20, SSOP-20	Контроллер с частотой преобразования 300 кГц и синхронным выпрямлением для микропроцессора Pentium II
RC5054A	SOP-20	Контроллер с синхронным выпрямлением для микропроцессора Pentium II
RC5057	SOP-16	Контроллер с датчиком тока и синхронным выпрямлением для микропроцессора Pentium II
RC5062*	SOP-16	Контроллер с датчиком тока и синхронным выпрямлением для микропроцессора Pentium II
ДЛЯ ПИТАНИЯ УСТРОЙСТВ ВВОДА-ВЫВОДА (УВВ)		
RC5036	SOP-16	Два перестраиваемых стабилизатора (для УВВ и часов) со входом разрешения
RC5037	SOP-8	Контроллер перестраиваемого стабилизатора для УВВ материнской платы
КОМБИНИРОВАННЫЕ		
RC5036	SOP-16	Два перестраиваемых стабилизатора (для процессора и УВВ) со входом разрешения
RC5055	SSOP-24, SOP-24	Программируемый 5-разрядный контроллер с синхронным выпрямлением для микропроцессора Pentium II, линейные стабилизаторы для периферии
RC5056	SSOP-20, SOP-20	Программируемый 5-разрядный контроллер с синхронным выпрямлением для микропроцессора Pentium II, линейный стабилизатор для периферии
RC5059**	SOP-20	(440ZX Platform): Программируемый 5-разрядный контроллер с синхронным выпрямлением для микропроцессора Pentium II, линейные стабилизаторы для периферии
RC5061*	SOP-20	Программируемый 5-разрядный контроллер с синхронным выпрямлением для микропроцессора Pentium II, линейные стабилизаторы для периферии
RC5102	SOP-8	Два перестраиваемых стабилизатора для периферии
ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ КОМПЛЕКТА МИКРОСХЕМ CAMINO, WHITNEY		
RC5058**	SOP-24	Программируемый 5-разрядный контроллер с синхронным выпрямлением для микропроцессоров Pentium II, линейные стабилизаторы для периферии
RC5060*	SOP-20	Контроллер питания устройств на основе Camino, Whitney с ACPI (5, 3.3, 2.5, 3.3 В)
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ		
RC5230*	TSSOP-24	Системный стабилизатор для переносных компьютеров
RC5231*	TSSOP-24	Стабилизатор питания процессора переносных компьютеров

Примечание
* — Предварительная информация
** — Планируется в производство

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ БЫВШЕГО ОТДЕЛЕНИЯ SAMSUNG POWER ELECTRONICS

ШИМ-контроллеры

Прибор	Максимальное напряжение питания, В	Опорное напряжение, В	Частота преобразования, кГц	Выходной ток, А (peak)	Корпус	Особенности
KA34063A	40	1.25 ±2%	33 (100 (max))	1.5	DIP-8	DC/DC-преобразователь
KA3524	40	5 ±1%	350	0.1	DIP-16	Контроллер ШИМ с управлением по напряжению
KA3525A	40	5.1 ±1%	430	0.4	DIP-16	Контроллер ШИМ с управлением по напряжению
KA3526B	40	5 ±1%	650	0.1	DIP-18	Контроллер ШИМ с управлением по напряжению
KA3825	40	5.1 ±1%	430	1.5	DIP-16	Контроллер ШИМ с управлением по напряжению
KA3842B	30	5 ±1%	52 (500 (max))	1	DIP-8	Контроллер ШИМ с управлением по току
KA3843B	30	5 ±1%	52 (500 (max))	1	DIP-8	Контроллер ШИМ с управлением по току
KA3844B	30	5 ±1%	52 (500 (max))	1	DIP-8	Контроллер ШИМ с управлением по току
KA3845B	30	5 ±1%	52 (500 (max))	1	DIP-8	Контроллер ШИМ с управлением по току
KA3846	30	5 ±1%	52 (500 (max))	0.5	DIP-16	Контроллер ШИМ с управлением по току
KA3882	30	5 ±1%	700 (max)	1.5	DIP-8	Контроллер ШИМ с управлением по току
KA3883	30	5 ±1%	400 (max)	1.5	DIP-8	Контроллер ШИМ с управлением по току
KA3884	30	5 ±2%	750 (max)	0.5/1	DIP-8	Контроллер ШИМ с управлением по току
KA3885	30	5 ±1%	400	—	DIP-8	Контроллер ШИМ с управлением по току
KA7500B	42	5 ±1%	1...300	0.2	DIP-16	Контроллер ШИМ с управлением по напряжению
KA7511	18	4.2	20 (typ)	1.5	SIP-10	Схема управления импульсным источником питания
KA7515	20	3.0	—	0.012	DIP-8	Схема управления импульсным источником питания
KA7552	30	2.8	5...600	1.5	DIP-8	ШИМ-контроллер
KA7553	30	2.8	5...600	1.5	DIP-8	ШИМ-контроллер
KA7577	31	5.9	188	2.0	DIP-16, SOP-20	ШИМ-контроллер

Контроллеры коэффициента мощности

Прибор	Ток запуска, мА	Опорное напряжение, В	Выходной ток, мА	Ток потребления, мА	Рабочая температура, °С	Корпус
KA7524B	0.25	2.5	500	6	−25...+100	DIP-8, SOP-8
KA7525	0.2	30	±500	4	0...+125	DIP-8, SOP-8
KA7525B	0.2	30	±500	4	0...+125	DIP-8, SOP-8
KA7526	0.3	30	±500	4	0...+125	DIP-8, SOP-8

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ СЕМЕЙСТВА SPS

Прибор	I_{PEAK}	P_{MAX}	F_{OP}	R_{DS}(on)		Корпус	Применение
	А	Вт	кГц	Ом (max)	при I_D, А		
650 В							
KA5L0165RN	0.6	10	50	10	0.5	DIP-8	Зарядные устройства
KA5M0165RN	0.6	10	70	10	0.5	DIP-8	
KA5H0165RN	0.6	10	100	10	0.5	DIP-8	
KA1H0165RN	0.6	10	100	10	0.5	DIP-8	
KA1H0165R	0.6	13	100	10	0.5	TO-220F-4L	Зарядные устройства и вспомогательные источники питания
KA5L0165R	1.2	26	50	6	1.0	TO-220F-4L	
KA5M0165R	1.2	26	70	6	1.0	TO-220F-4L	
KA5H0165R	1.2	26	100	6	1.0	TO-220F-4L	
KA5L0265R	1.2	26	50	6	1.0	TO-220F-4L	Зарядные устройства и вспомогательные источники питания для мониторов и ПК
KA1M0265R	1.2	26	70	6	1.0	TO-220F-4L	
KA5M0265R	1.2	26	70	6	1.0	TO-220F-4L	
KA5H0265R	1.2	26	100	6	1.0	TO-220F-4L	
KA1H0265R	1.2	26	100	6	1.0	TO-220F-4L	
KA1L0365R	2.15	47	50	4.5	1.5	TO-220F-4L	Видеомагнитофоны/USB
KA1M0365R	2.15	47	70	4.5	1.5	TO-220F-4L	
KA1H0365R	2.15	47	100	4.5	1.5	TO-220F-4L	
KA1M0565R	3.5	77	70	2.2	3.5	TO-220F-4L	Адаптеры
KA1H0565R	3.5	123	100	2.2	3.5	TO-220F-4L	Импульсные источники питания
KA1M0765R	5	176	70	1.6	5.0	TO-3P-5L	
KA1M0965R	6	211	70	1.2	6.0	TO-3P-5L	

8

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ СЕМЕЙСТВА SPS (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Прибор	I_{PEAK}	P_{MAX}	F_{OP}	$R_{DS}(on)$		Корпус	Применение
	А	Вт	кГц	Ом (max)	при I_D, А		
650 В							
KA2S0765	5	110	20...150	1.6	5.0	TO-3P-5L	Мониторы
KA2S0965	6	132	20...150	1.2	6.0	TO-3P-5L	
KA2S09655	5	120	20...150	1.2	6.0	TO-3P-5L	
KA2S1265	8	176	20...150	0.8	8.0	TO-3P-5L	
KA3S0765RF	5	110	20...150	1.6	5.0	TO-3PF-5L	Цветные телевизоры
KA3S0965RF	6	140	20...150	1.2	6.0	TO-3PF-5L	
KA3S1265R	8	200	20...150	0.8	8.0	TO-3P-5L	
KA3S1265RF	8	200	20...150	0.8	8.0	TO-3PF-5L	
KA5H0165R*	0.6	12	100	10	0.5	TO-220F-4L	Зарядные устройства
KA5M0265R*	1.2	25	70	6	1.0	TO-220F-4L	
KA5M0765RC*	5	150	70	1.6	5.0	TO-220-5L	Импульсные источники питания
KA5Q0765RT*	5	110	20...150	1.6	5.0	TO-220F-5L	Цветные телевизоры
KA5Q0965RF*	6	140	20...150	1.2	6.0	TO-3PF-5L	
KA5Q1265RF*	8	200	20...150	0.8	8.0	TO-3PF-5L	
KA5S0765C*	5	110	20...150	1.6	5.0	TO-220-5L	Мониторы
KA5S0965*	6	140	20...150	1.2	6.0	TO-3P-5L	
KA5S1265*	8	200	20...150	0.8	8.0	TO-3P-5L	
800 В							
KA1M0280R	1.2	26	70	7.0	1.0	TO-220F-4L	Зарядные устройства и вспомогательные источники питания для мониторов и ПК
KA1H0280R	1.2	26	70	7.0	1.0	TO-220F-4L	
KA1M0280RB	1.2	26	100	7.0	1.0	TO-220F-4L	
KA1H0280RB	1.2	26	100	7.0	1.0	TO-220F-4L	
KA1L0380	2.1	47	50	5.0	1.5	TO-220F-4L	Видеомагнитофоны
KA1L0380RB	2.15	47	50	5.0	1.5	TO-220F-4L	
KA5L0380R	2.15	47	50	5.0	1.5	TO-220F-4L	
KA1M0380	2.15	47	70	5.0	1.5	TO-220F-4L	
KA1M0380R	2.15	47	70	5.0	1.5	TO-220F-4L	
KA1M0380RB	2.15	47	70	5.0	1.5	TO-220F-4L	
KA1H0380R	2.15	47	100	5.0	1.5	TO-220F-4L	VCD/DVD-проигрыватели
KA1H0380RB	2.15	47	100	5.0	1.5	TO-220F-4L	
KA1M0680B	4	88	70	2.0	4.0	TO-3P-5L	Адаптеры
KA1M0680RB	4	88	70	2.0	4.0	TO-3P-5L	
KA1M0880	5	176	70	1.5	5.0	TO-3P-5L	Импульсные источники питания
KA1M0880B	5	180	70	1.5	5.0	TO-3P-5L	
KA2S0680	4	88	20...150	2.0	4.0	TO-3P-5L	Мониторы
KA2S0680B	4	88	20...150	2.0	4.0	TO-3P-5L	
KA2S0880	5	110	20...150	1.5	5.0	TO-3P-5L	
KA2S0880B	5	110	20...150	1.5	5.0	TO-3P-5L	
KA3S0680RB	4	117	20...150	2.0	4.0	TO-3P-5L	Цветные телевизоры
KA3S0680RFB	4	117	20...150	2.0	4.0	TO-3PF-5L	
KA3S0880RB	5	146	20...150	1.5	5.0	TO-3P-5L	
KA3S0880RFB	5	146	20...150	1.5	5.0	TO-3PF-5L	
KA5Q0680RF*	4	117	20...150	2.0	4.0	TO-3PF-5L	
KA5Q0880RF*	5	146	20...150	1.5	5.0	TO-3PF-5L	

Примечание
* — Предварительная информация

KA1/2/3xxxxx

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ СЕМЕЙСТВА SPS

ОСОБЕНОСТИ

- Фиксироввнная частота преобразования.................. 20, 50, 70, 100 кГц
- Ограничение тока импульса
- Встроенный высоковольтный полевой транзистор
- Блокировки по питанию
- Защита о перегрева
- Автоматический перезапуск (кроме KA1 в корпусе TO-3P-5)
- Плавный запуск (приборы в 5-выводном корпусе)
- Внешняя синхронизация (KA2Sxxxx, KA3Sxxxx)
- Оптимальное соотношение цена/качество

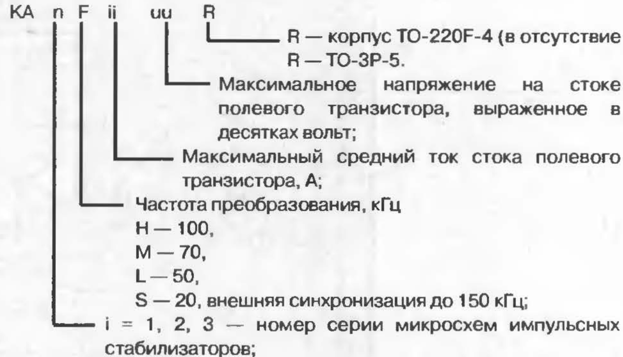
ПРИМЕНЕНИЕ

- Серия KA1: Сетевые импульсные источники питания мощностью 10...40 Вт
- Серия KA2: Сетевые импульсные источники питания мониторов
- Серия KA3: Сетевые импульсные источники питания цветных телевизоров

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Серии интегральных микросхем KA1/2/3 разработаны для построения сетевых импульсных источников питания с минимальным числом внешних компонентов для применения в блоках питания мониторов и цветных телевизоров. Микросхемы выполнены по сходным схемам и состоят из высоковольтного полевого транзистора с токоизмерительным выводом и широтно-импульсного модулятора с управлением по току импульса. Широтно-импульсный модулятор работает от генератора фиксированной частоты и оборудован устройствами блокировок при повышенном и пониженном напряжении питания, перегреве и выходе за штатный режим. Микросхемы серии KA1 в четырехвыводном корпусе, снабжены системой автоматического перезапуска, в пятивыводном корпусе — системой плавного запуска. Микросхемы серий KA2 и KA3 выполнены по идентичной схеме и выпускаются в пятивыводном корпусе и имеют вход внешней синхронизации.

СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ



Например KA1H026 означает, что данная микросхема представляет собой импульсный источник питания фирмы Fairchild из семейства SPS серии 1, частота преобразования 100 кГц, максимальный средний ток стока полевого транзистора 2 А, максимальное напряжение на стоке полевого транзистора 650 В, корпус типа TO-3P-5.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Серия	Корпус	Диапазон температур, °C
KA1H(/L/M)xxxxR	TO-220F-4	-25...+85
KA1H(/L/M)xxxx	TO-3P-5	-25...+85
KA2Sxxxx	TO-3P-5	-25...+85
KA3SxxxxR	TO-3P-5	-25...+85
KA3SxxxxRF	TO-3PF-5	-20...+80

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

8

СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ

Микросхемы серии KA1xxxxx в корпусе TO-3P-5

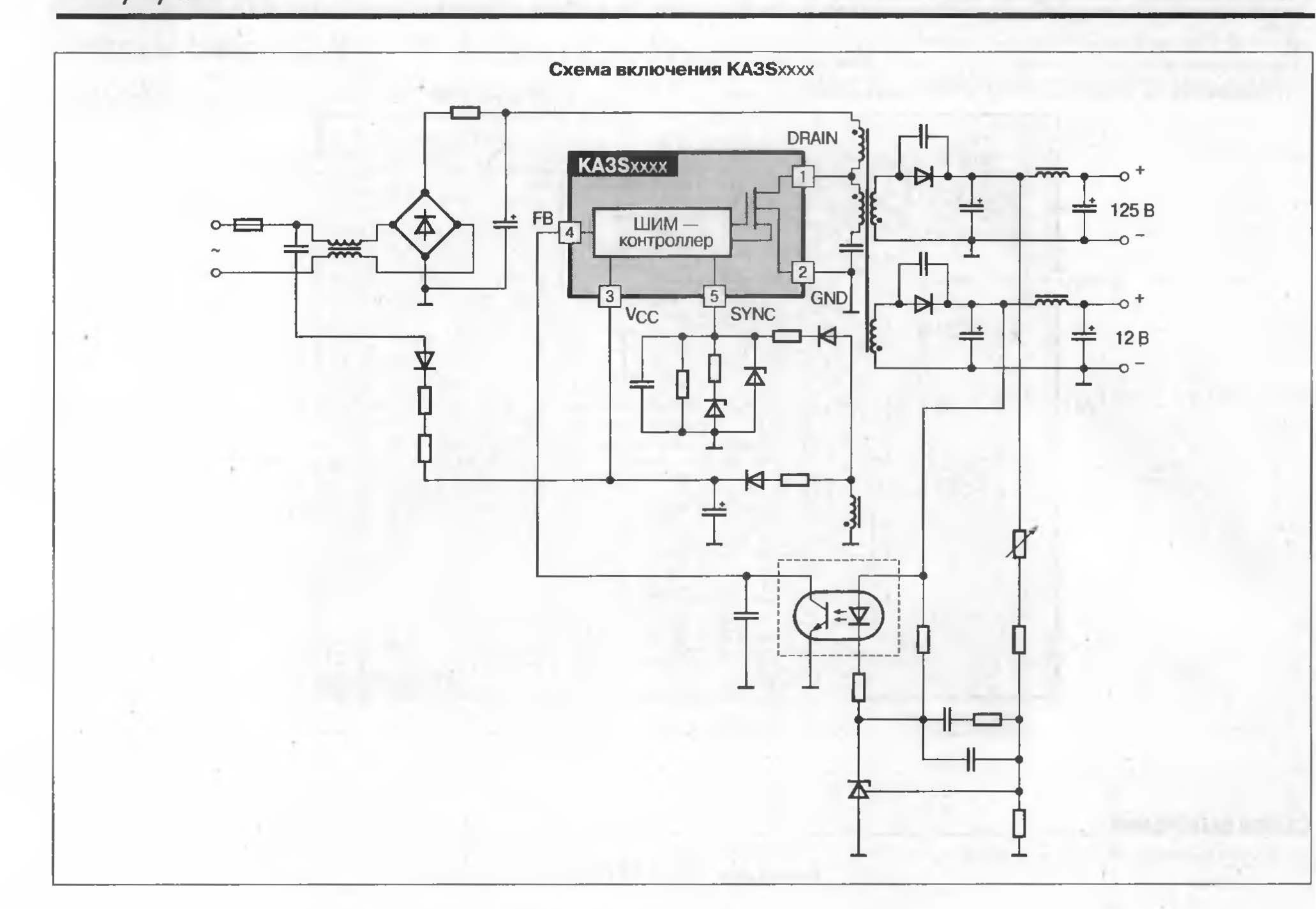
Микросхемы серии KA1xxxxx в корпусе TO-220F-4

Микросхемы серий KA2xxxx, KA3xxxx

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Схема включения KA2Sxxxx

Схема включения KA3Sxxxx



KA7500B

ШИМ-КОНТРОЛЛЕР С УПРАВЛЯЕНИЕМ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

ОСОБЕННОСТИ

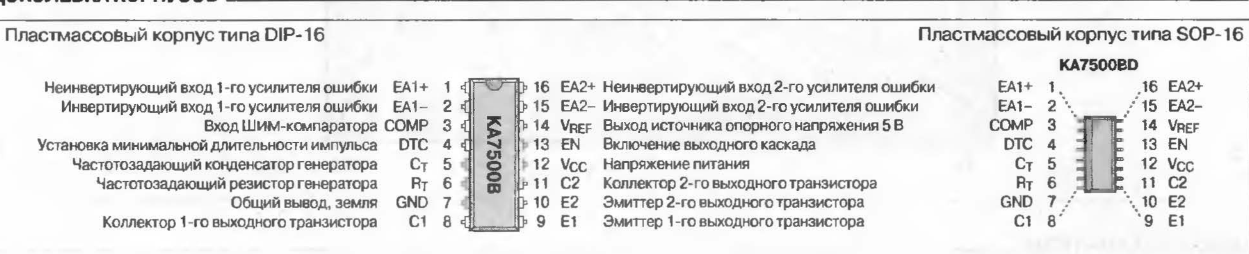
- Опорное напряжение .... 5 В ±1%
- Выходные транзисторы с открытым коллектором и эмиттером
- Выходной ток .... 200 мА
- Регулируемая минимальная длительность импульса
- Встроенный генератор с возможностью синхронизации
- Защита от сдвоенных импульсов по каждому выходу
- Частота преобразования .... 1...300 кГц

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы KA7500B представляют собой схему управления широтно-ипульсным стабилизатором напряжения и состоят из источника опорного напряжения (5 В), двух усилителей ошибки, триггера, выходного усилителя-формирователя, ШИМ-компаратора, компаратора мёртвого времени и генератора. Наличие отдельных компараторов в сочетании усилителями ошибки позволяет провести установку минимальной длительности импульса и защиту по току.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



8

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °C
KA7500B	DIP-16	0...+70
KA7500BD	SOP-16	0...+70

ШИМ-КОНТРОЛЛЕР

ОСОБЕННОСТИ

- Выходной каскад для управления мощным полевым транзистором
- Широкий частотный диапазон .... 5...600 кГц
- Вывод для ограничения тока во время импульса
- Защита от перегрузки
- Плавный запуск
- Низкий ток покоя .... 90 мкА

ПРИМЕНЕНИЕ

- Импульсные стабилизаторы напряжения на мощном полевом транзисторе

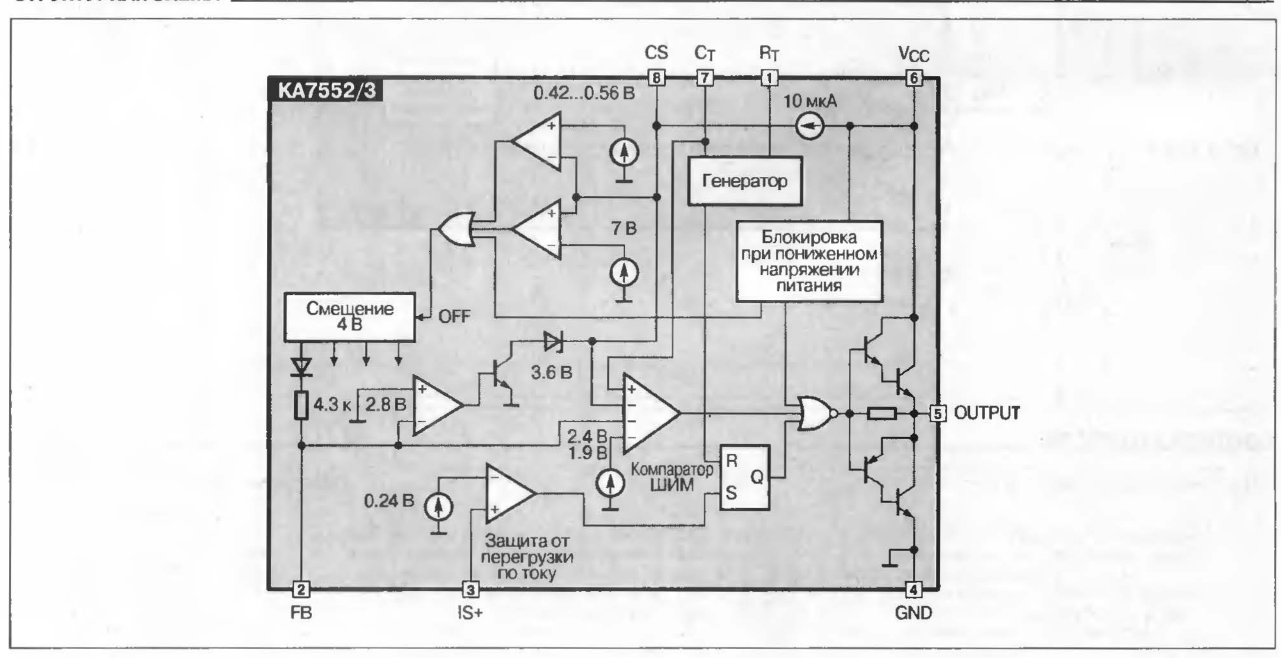
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы KA7752/3 представляют собой ШИМ-контроллер импульсного источника питания, работающий в широком частотном диапазоне. Выходной каскад этих микросхем обеспечивает импульсный ток в нагрузке ±1.5 А и предназначен для управления мощным полевым транзистором. Широтно-импульсный модулятор управляется по напряжению и оборудован блокировкой, которая срабатывает при превышении напряжением питания величины 16 В и вновь запускает схему при снижении напряжения питания до 8.7 В.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Максимальный рабочий цикл, %	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
KA7552	46	DIP-8	–25...85
KA7553	70	DIP-8	–25...85

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

KA7552/3

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Частотозадающий резистор генератора	R_T	1	8	CS	Токоизмерительный вход ШИМ
Вход обратной связи по напряжению	FB	2	7	C_T	Частотозадающий конденсатор генератора
Вход ограничителя тока	IS+	3	6	V_{CC}	Напряжение питания
Общий вывод, земля	GND	4	5	OUT	Выход

Микросхемы для импульсных источников питвния фирмы Fuji Electric Co. Ltd:

8

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ FUJI ELECTRIC Co. Ltd

КОНТРОЛЛЕРЫ СЕТЕВЫХ (OFF-LINE) ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Прибор	Напряжение питания, В	Максимальный выходной ток, мА	Частота, кГц	Корпус
FA5301	7...20	20	1...60	SOP-16, DIP-16
FA5304A/5A	10...30	±1500	5...800	SOP-8, DIP-8
FA5310/11	10...30	±1500	5...800	SOP-8, DIP-8
FA5321	< 28	±1500	–	SOP-16, DIP-16
FA5331	10...28	±1500	75	SOP-16, DIP-16
FA7611	3.6...20	±50	5...200	SOP-16, DIP-16
FA7610/12	3.6...20	±50/80	5...500	SOP-8, DIP-8
FA7613	2.5...20	50	10...500	SOP-16, DIP-16
FA7615	3.6...20	±50	5...200	SOP-16, DIP-16
FA7616	2.5...12	10	10...500	SDP-16, DIP-16
FA7622	3.6...28	50	110	SOP-20, DIP-20

FA5304A/05A

КОНТРОЛЛЕР ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Выходной каскад разработан для управления мощным МОП-транзистором .... $I_O = \pm 1.5$ А
- Широкий диапазон частот преобразования .... 5...600 кГц
- ШИМ с дополнительной обратной связью по току (токовое управление)
- Детектор положительного напряжения – FA5304
- Детектор отрицательного напряжения – FA5305
- Блокировка перегрузки с защелкой
- Отдельный вывод включения
- Блокировка по выходу из диапазона входного напряжения 7...16 В
- Малый потребляемый ток в выключенном состоянии 10 мкА

ПРИМЕНЕНИЕ

- Импульсные источники питания общего применения

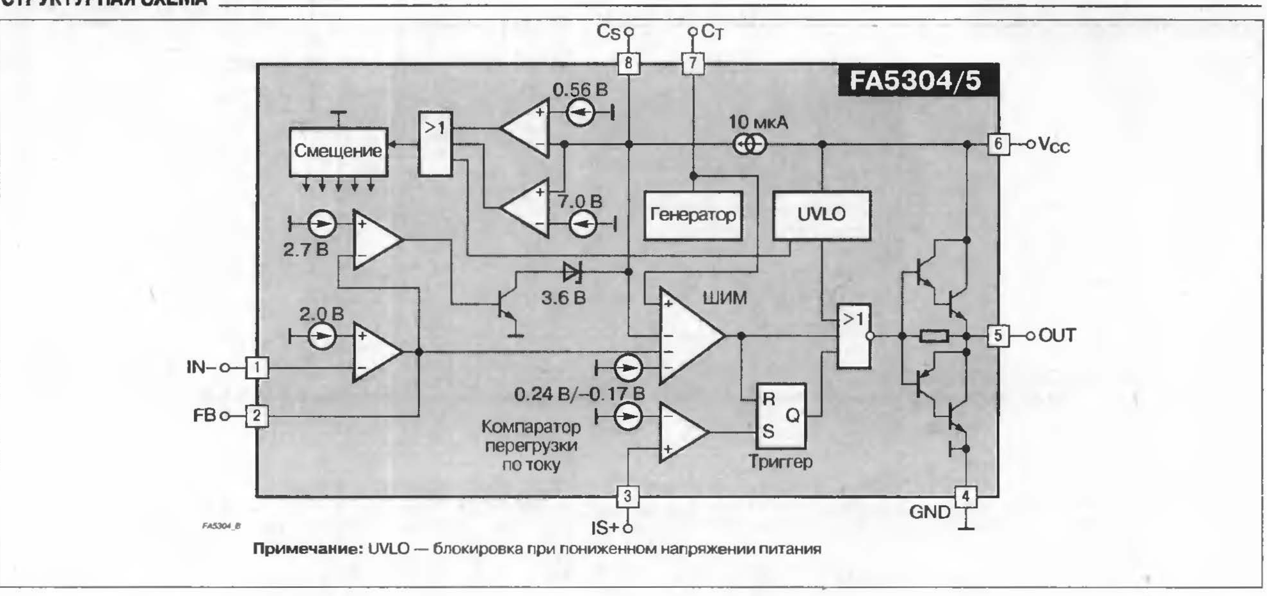
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы FA5304A, FA5305A представляют собой широтно-импульсные преобразователи напряжения, выполненные по биполярной технологии и предназначенные для работы с внешним мощным полевым транзистором. Микросхемы реализуют сервисные функции, обычно требуемые для построения импульсного преобразователя напряжения общего применения. Они упакованы в малогабаритный 8-выводной корпус, требуют малое количество внешних компонентов для построения источника питания.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Пороговое напряжение компаратора перегрузки по току, В	Корпус	Рассеиваемая мощность, мВт
FA5304AP	0.24	DIP-8	800
FA5304AS	0.24	SOP-8	400
FA5305AP	–0.17	DIP-8	800
FA5305AS	–0.17	SOP-8	400

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



Примечание: UVLO — блокировка при пониженном напряжении питания

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

FA5304AP/05AP

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Инвертирующий вход усилителя ошибки	IN–	1	8	C_S	Мягкий запуск и блокировка схемы
Выход усилителя ошибки	FB	2	7	C_T	Частотозадающий конденсатор тактового генератора
Вход компаратора перегрузки по току	IS+	3	6	V_{CC}	Напряжение питания
Общий вывод, земля	GND	4	5	OUT	Выход

Пластмассовый корпус типа SOP-8

FA5304AS/05AS

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Инвертирующий вход усилителя ошибки	IN–	1	8	C_S	Мягкий запуск и блокировка схемы
Выход усилителя ошибки	FB	2	7	C_T	Частотозадающий конденсатор тактового генератора
Вход компаратора перегрузки по току	IS+	3	6	V_{CC}	Напряжение питания
Общий, земля	GND	4	5	OUT	Выход

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Сетевой источник питвния на бвзе FA5304 с биполярным выходом ±5 В/2 А

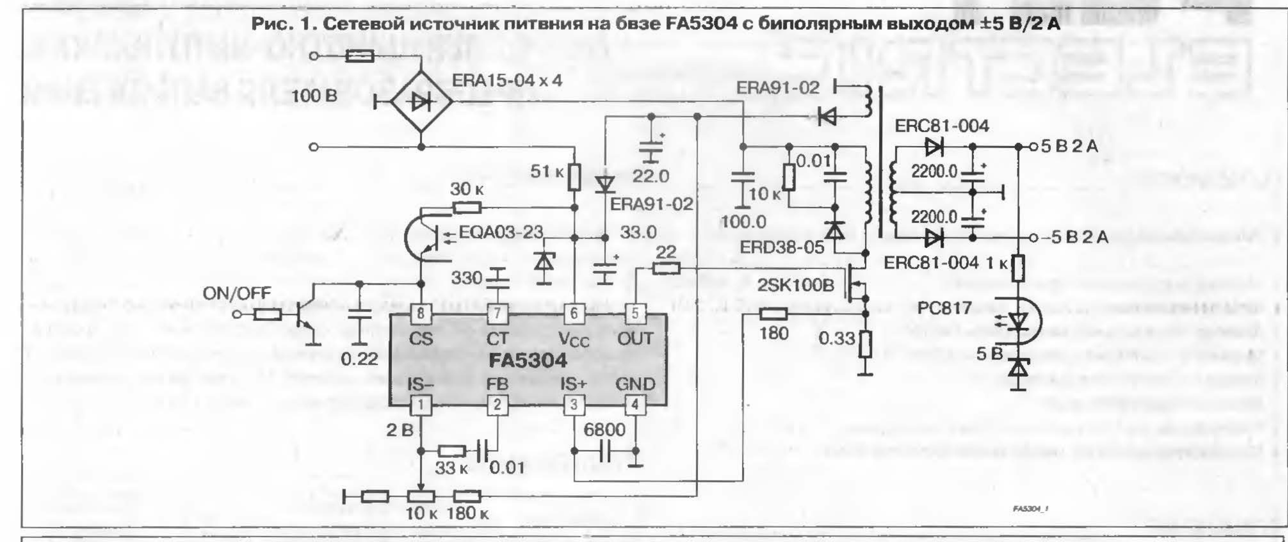


Рис. 2. Сетевой источник питания на базе FA5304 с однополярным выходом 6.5 В/2.5 А

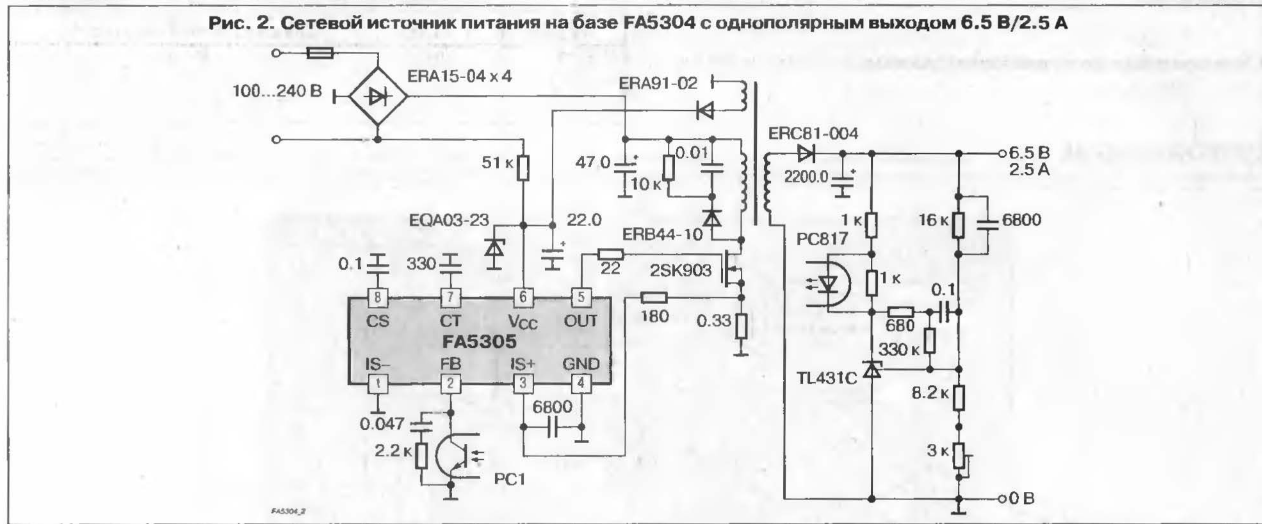
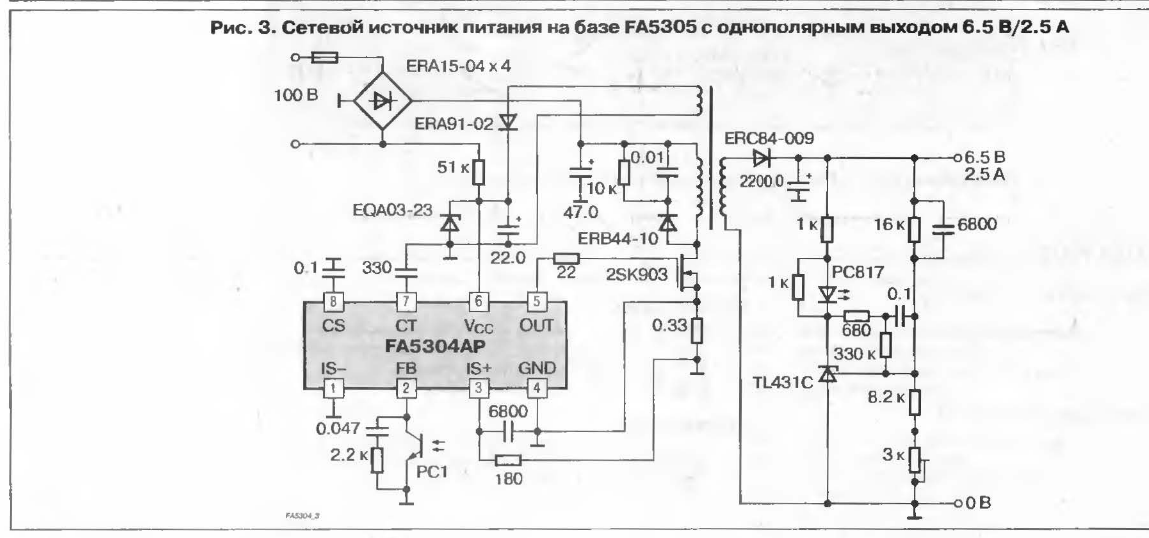


Рис. 3. Сетевой источник питания на базе FA5305 с однополярным выходом 6.5 В/2.5 А



FA7611

ДВА ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Входное напряжение .... 3.6...22 В
- Первый канал: выходной каскад с открытым коллектором
- Второй канал: тотемный (квазикомплементарный) выходной каскад
- Блокировка работы после КЗ в нагрузке
- Защита от пониженного напряжения
- Мягкий запуск
- Один конденсатор используется для мягкого запуска и схемы защиты от КЗ

ПРИМЕНЕНИЕ

- Источники питания портативной батарейной аппаратуры с двумя номиналами выходного напряжения

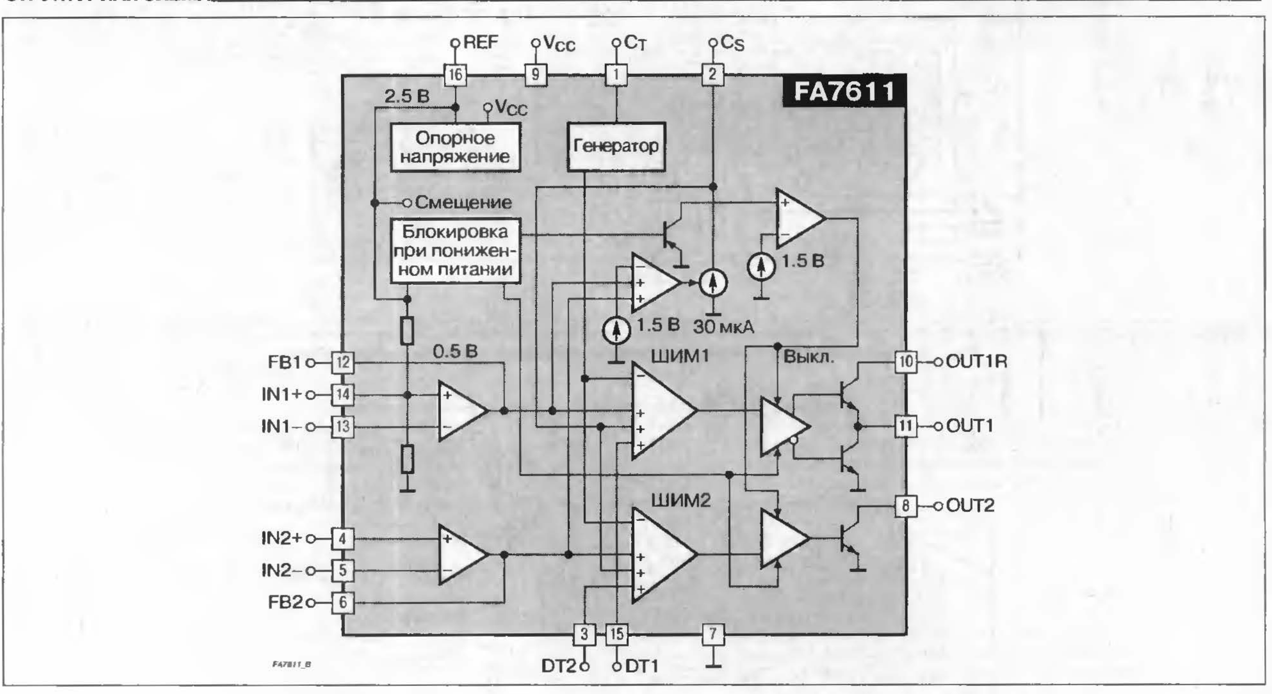
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема FA7611 представляет собой биполярную интегральную схему, выполняющую функцию широтно-импульсного преобразователя напряжения общего применения. Схема имеет встроенный ИОН с выводом опорного напряжения 2.5 В, генератор, схему защиты от пониженного напряжения и перегрузки по току и два канала преобразователя напряжения: один с открытым коллектором на входе, второй — с тотемным выходным каскадом.

ТИПОНОМИНАЛЫ

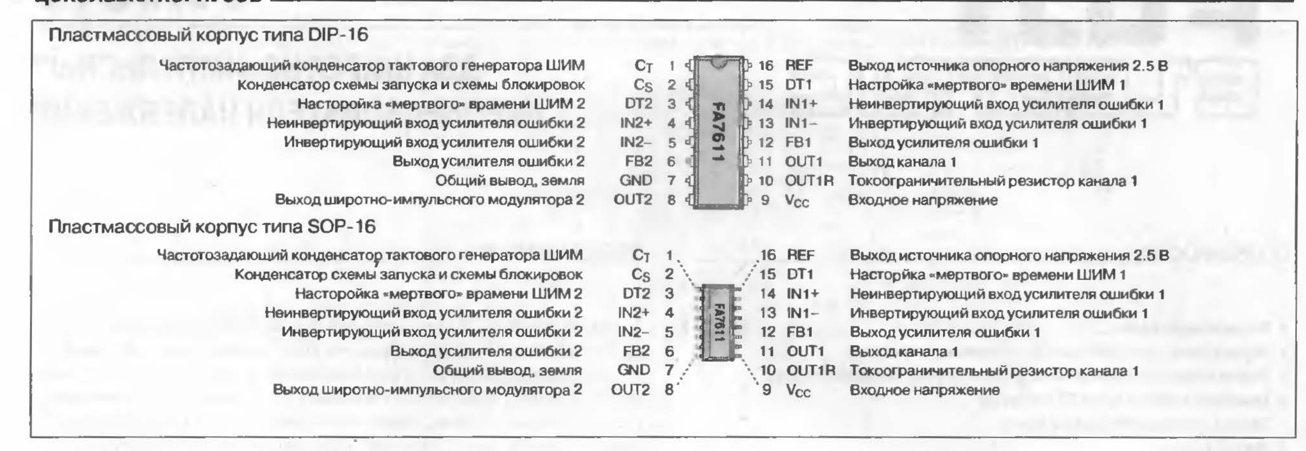
Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
FA7611P	DIP-16	–30...+85
FA7611M	SOP-16	–30...+85

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



8

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Обратноходовой и понижвющий преобрвзоввтели нвпряжения

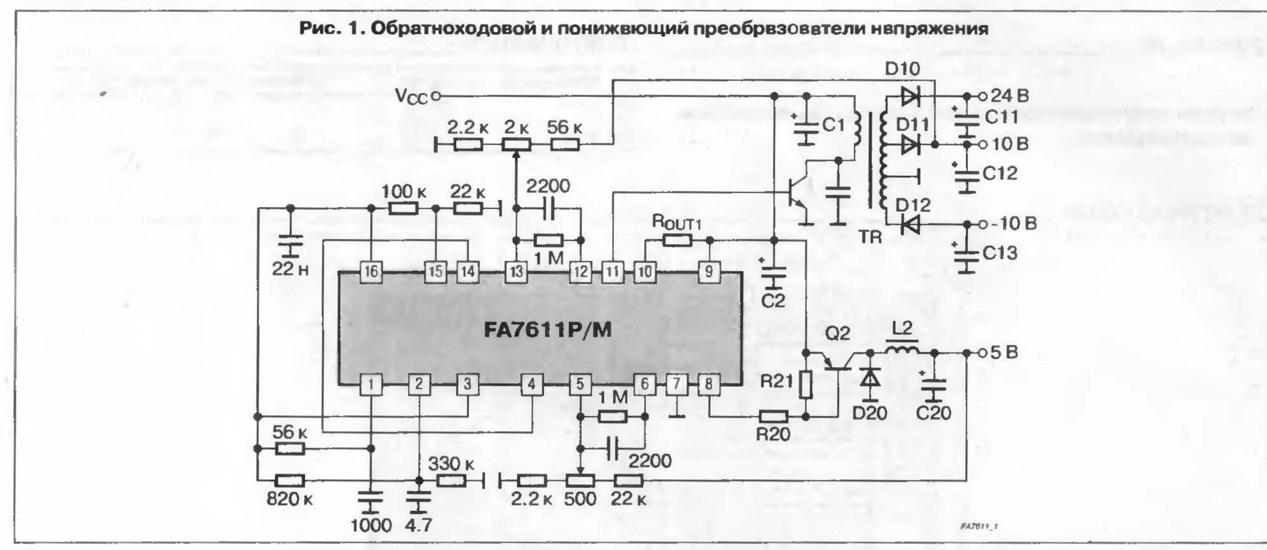
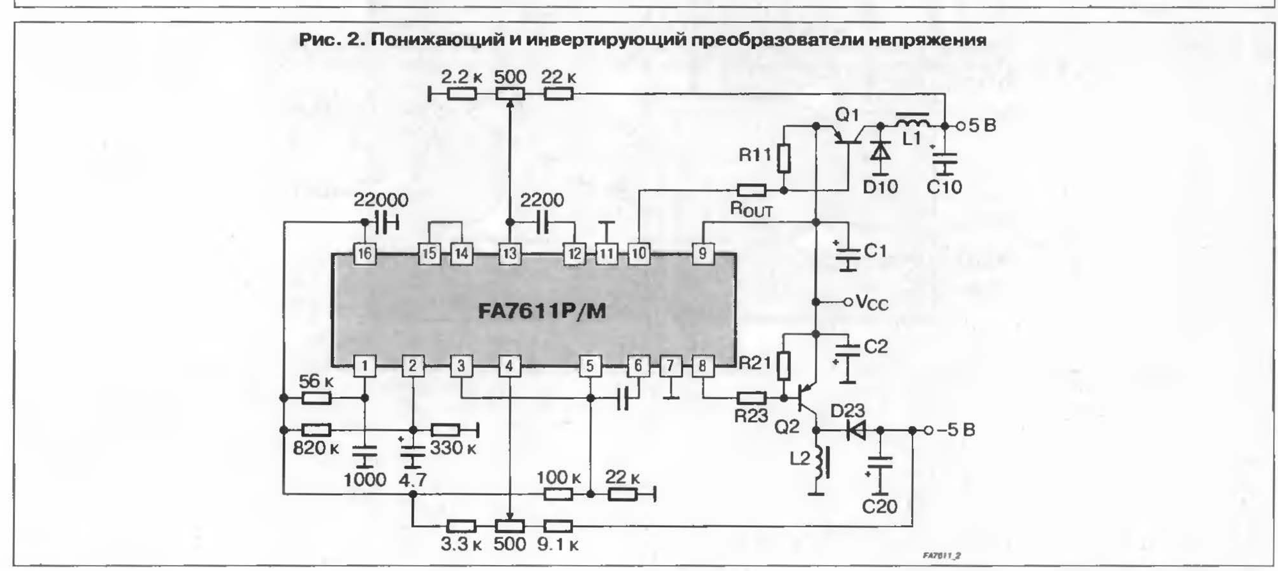


Рис. 2. Понижающий и инвертирующий преобразователи нвпряжения



FA7613

ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Входное напряжение....................2.5...22 В
- Выходной каскад с открытым коллектором
- Блокировка работы после КЗ в нагрузке
- Мягкий запуск
- Вывод блокировки выхода
- Малый потребляемый ток в дежурном режиме....................10 мкА

ПРИМЕНЕНИЕ

- Источники питания портативной батарейной аппаратуры

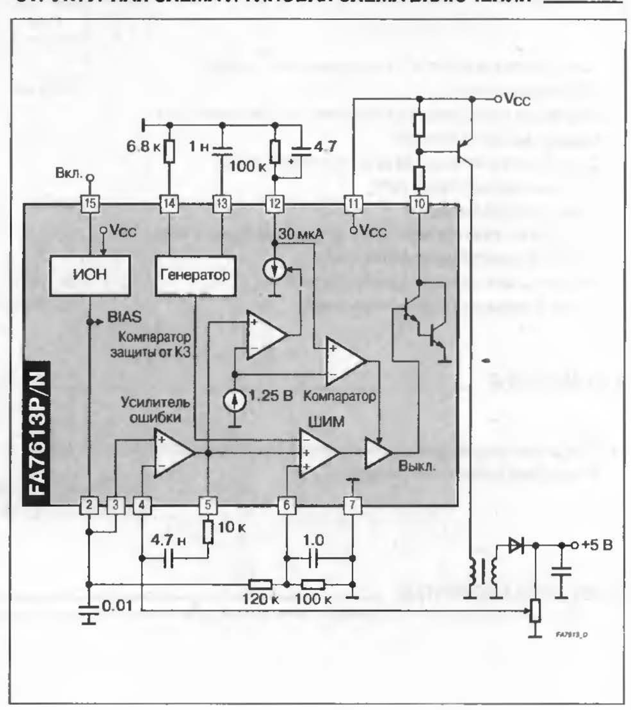
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Биполярная интегральная схема FA7613 содержит весь необходимый набор функций для построения широтно-импульсного преобразователя напряжения общего применения.

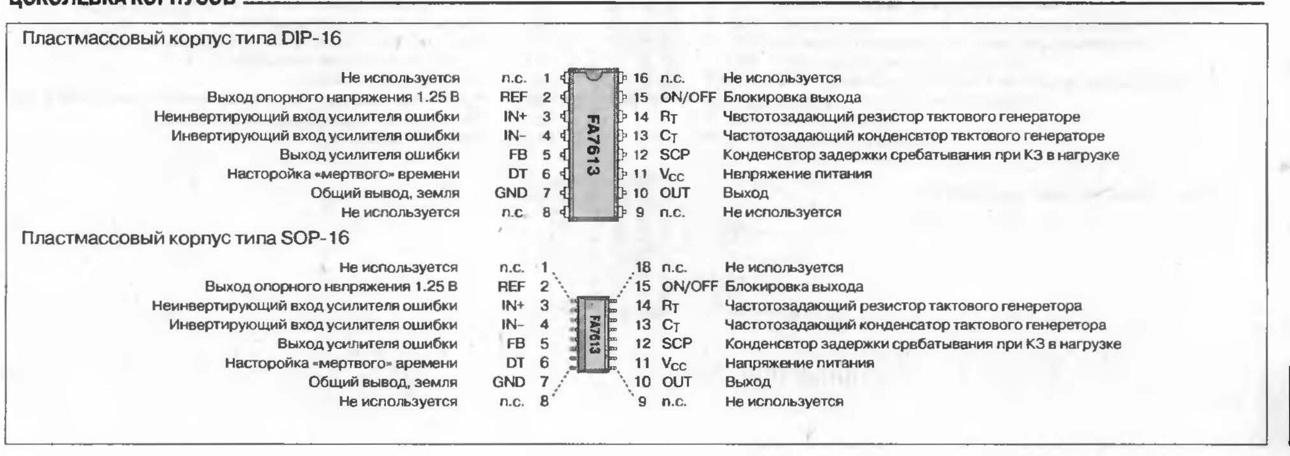
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
FA7613P	DIP-16	–20...+85
FA7613N	SOP-16	–20...+85

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



FA7622

КОНТРОЛЛЕР ДВУХ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Выходная цепь разработана для управления мощным МОП-транзистором .... ±600 мА
- Встроенный повышающий преобразователь напряжения для питания выходного каскада
- Общие цепи управления для двух преобразователей
- Отдельные входы запрета ШИМ
- Схема ограничения тока
- Схема отключения при перегрузке по току с таймером и защелкой
- Отдельный вывод блокировки схемы
- Широкий диапазон частот преобразования .... до 1 МГц
- Широкий диапазон входных напряжений .... 3.6...28 В

ПРИМЕНЕНИЕ

- Батарейные импульсные источники питания портативной аппаратуры с двумя номиналами напряжения питания

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема FA7622 выполнена по биполярной технологии и представляет собой широтно-импульсный преобразователь напряжения, предназначенный для работы с внешними мощными полевыми транзисторами. Микросхема реализует сервисные функции, обычно требуемые для построения импульсного преобразователя напряжения общего применения и предназначена для использования в портативных источниках питания средней мощности с низким входным напряжением.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
FA7622P	DIP-20	–30...+85
FA7622M	SOP-20	–30...+85

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-20

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Частотозадающий конденсатор тактового генератора	C_T	1	20	REF	Выход источника опорного напряжения 2.5 В
Частотозадающий резистор тактового генератора	R_T	2	19	ON/OFF	Вход блокировки
Конденсатор задержки выключения ШИМ при перегрузке	C_P	3	18	IN+	Неинвертирующий вход 1-го усилителя ошибки
Неинвертирующий вход 2-го усилителя ошибки	IN2+	4	17	FB1	Выход 1-го усилителя ошибки
Инвертирующий вход 2-го усилителя ошибки	IN2–	5	16	DT1	Конденсатор, задающий «мертвое» время ШИМ 1
Выход 2-го усилителя ошибки	FB2	6	15	OCL1	Схема ограничения тока ШИМ 1
Конденсатор, задающий «мертвое» время ШИМ 2	DT2	7	14	V_{CC}	Напряжение питания
Схема ограничения тока ШИМ 2	OCL2	8	13	SW	Ключ вспомогательного повышающего преобразователя
Общий, земля	GND	9	12	V_C	Напряжение питания выходных каскадов
Выход 2-го канала	OUT2	10	11	OUT1	Выход 1-го канала

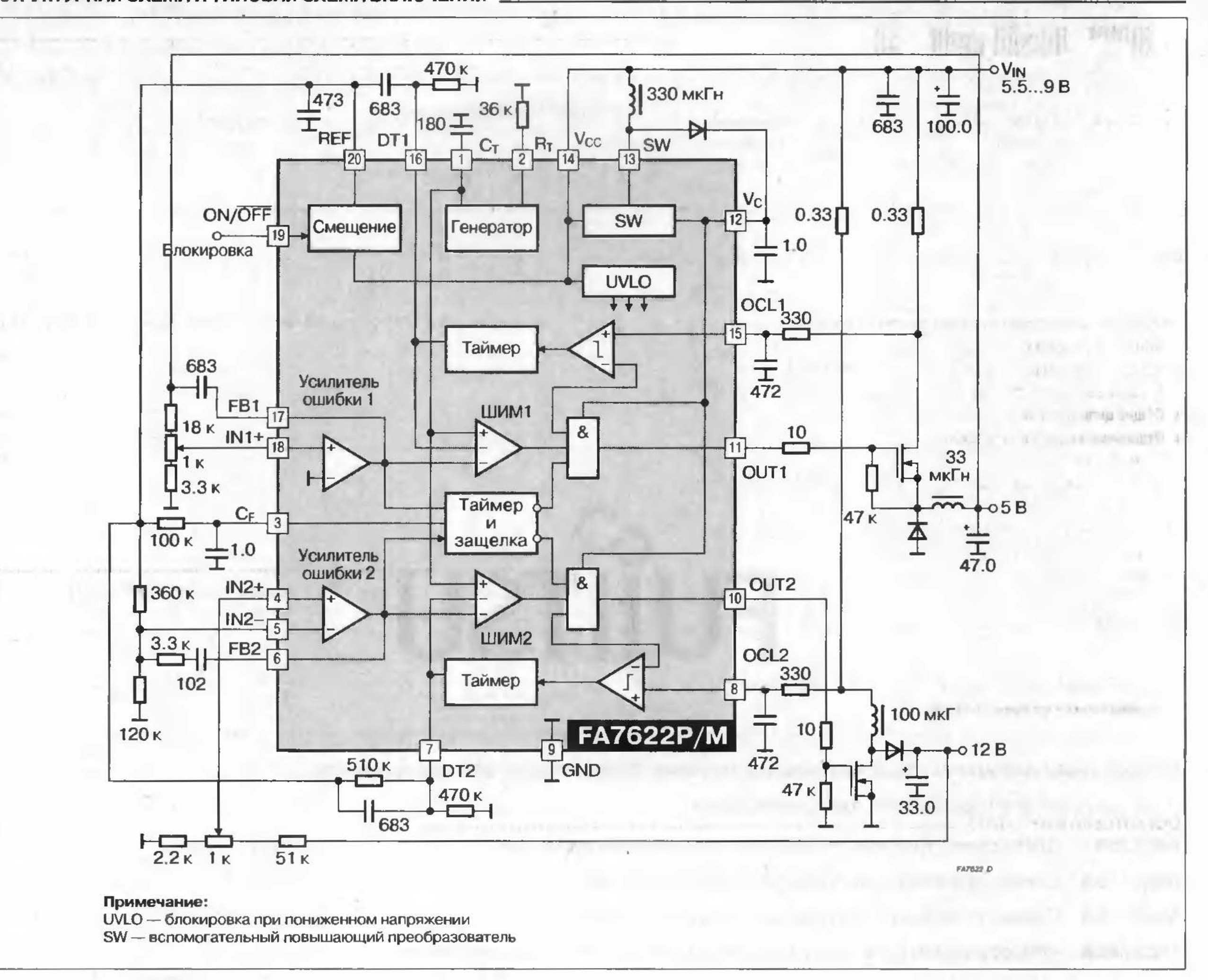
FA7622

Пластмассовый корпус типа SOP-20

Вывод	№	№	Вывод
C_T	1	20	REF
R_T	2	19	ON/OFF
C_P	3	18	IN+
IN2+	4	17	FB1
IN2–	5	16	DT1
FB2	6	15	OCL1
DT2	7	14	V_{CC}
OCL2	8	13	SW
GND	9	12	V_C
OUT2	10	11	OUT1

FA7622

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



Примечание:
UVLO — блокировка при пониженном напряжении
SW — вспомогательный повышающий преобразователь

8

FUJITSU

Микросхемы для импульсных источников питвния фирмы Fujitsu Microelectronics:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ FUJITSU MICROELECTRONICS

СЕТЕВЫЕ (OFF-LINE) ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Прибор	Напряжение питания, В	Опорное напряжение, В	Выходной ток, мА	Ток потребления, мА (typ)		Частота, кГц	Максимальный рабочий цикл, %	Мягкий запуск	UVLO, В	Рабочая температура, °С	Корпус
				Рабочий	Дежурный						
MB3759P/Z	7...32	5	200	8	7	1...300	45		4.3 (ИОН)	–20...+85	PDIP-16/ CerDIP-16
MB3759PF	7...24	5	100	8	7	1...300	45		4.3 (ИОН)	–20...+75	SOP-16
MB3769AP	12...18	5 ±2%	±100/ ±660 (peak)	8	1.5	1...700	80	+	10/B	–30...+85	SOP-16
MB3769APF	12...18	5 ±2%	±100/ ±660 (peak)	8	1.5	1...700	80	+	10/8	–30...+75	
MB3776A	2..15	0.5	±40	4.5	0.5 (max)	10...500	70		1.4	–30...+75	DIP-8, SOP-8, SSOP-8
ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНЫЙ											
MB3785A	4.5..18	2.5 ±1%	0.03	6	0.01	100...1000	—		2.72/2.6	–30...+85	LQFP-48

Примечание:
UVLO — блокировка при пониженном напряжении питания

8

MB3759

ШИМ-СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

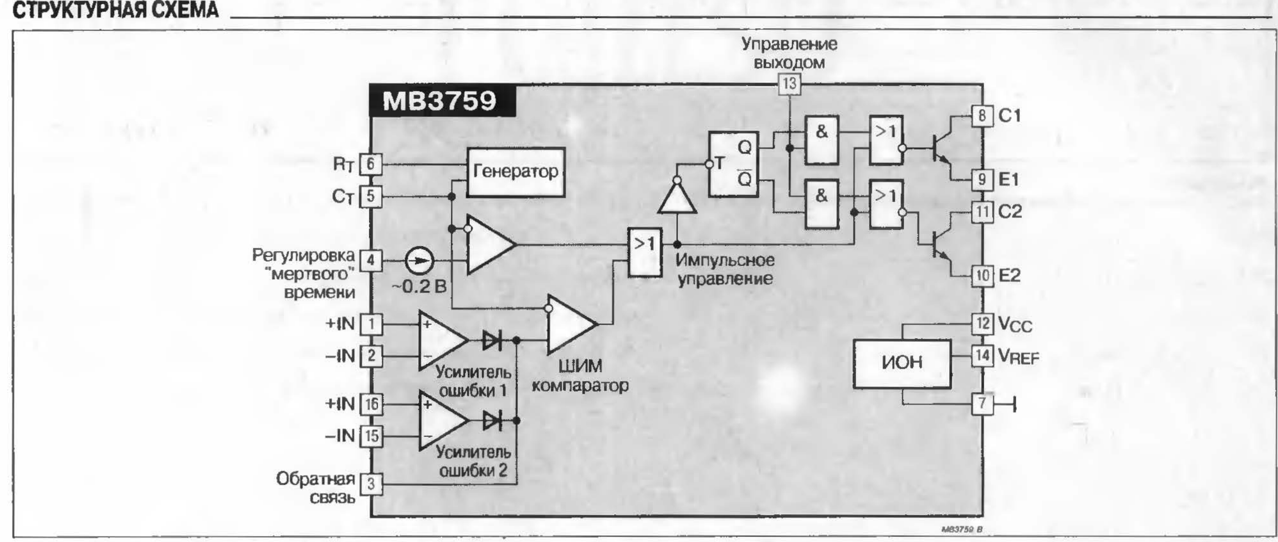
- **Однотактный и двухтактный режим работы**
- **Подавление сдвоенных импульсов на каждом выходе**
- **Встроенный ИОН .... 5 В**
- **Свободные выходные транзисторы**
- **Управление генератором импульсов в режиме "Ведущий" и "Ведомый"**
- **Сдвоенные усилители ошибки**
- **Блокировка при перегрузке по напряжению**
- **Регулировка величины "мертвого" времени**
- **Корпуса DIP-16, CerDIP-16, SOP-16**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

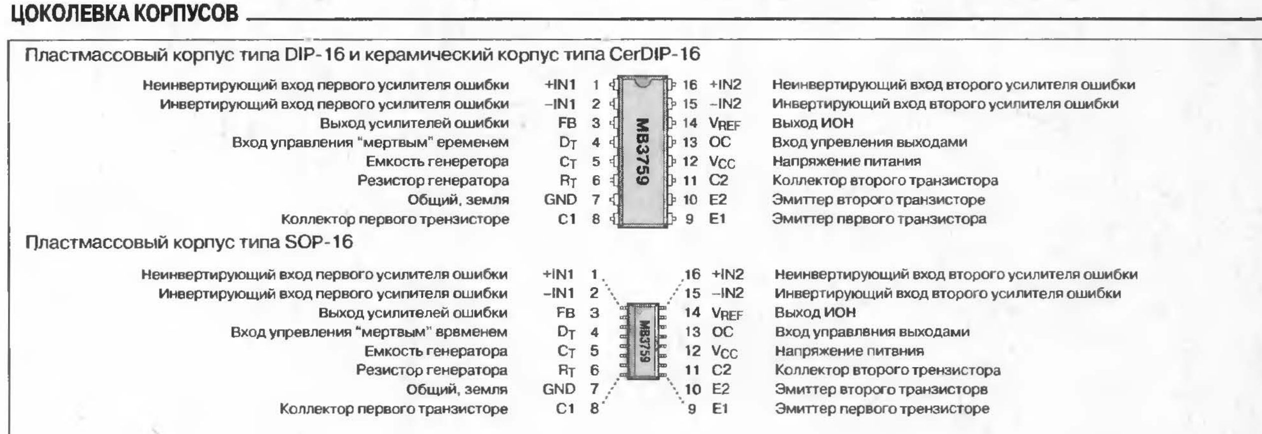
Микросхема MB3759 представляет собой однокристальную ШИМ-систему управления импульсным стабилизатором. Схема включает в себя источник опорного напряжения на 5.0 В, два усилителя с выходами, соединенными по схеме "ИЛИ" и генератор пилообразного напряжения с поддержкой внешней синхронизации. MB3759 позволяет построить источник питания по схеме однотактного или двухтактного преобразователя напряжения с внешней регулировкой величины "мертвого" времени.

Выходные *n-p-n*-транзисторы имеют свободные (неподключенные) выводы эмиттеров и коллекторов, что позволяет использовать микросхему MB3759 как источник втекающего и вытекающего тока величиной до 200 мА каждый.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
MB3759AP	DIP-16	–30...+85
MB3759AZ	CDIP-16	–30...+85
MB3759APF	SOP-16	–30...+75

СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ

Рис. 1. Импульсный источник питания на 24 В/2.5 А, построенный как однотактный понижающий преобразователь

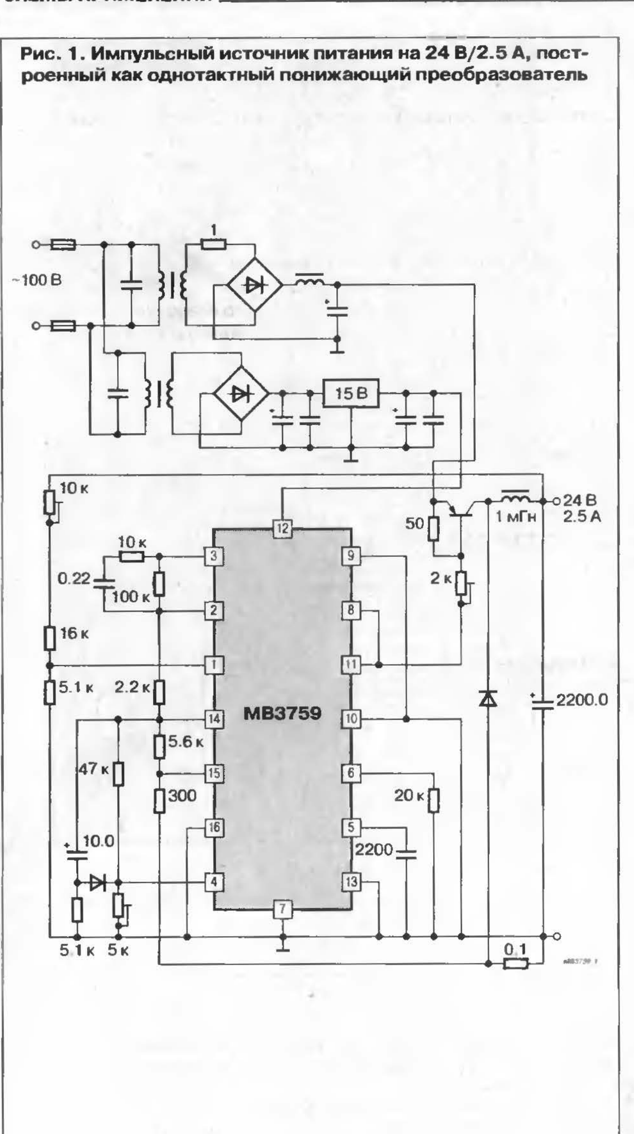
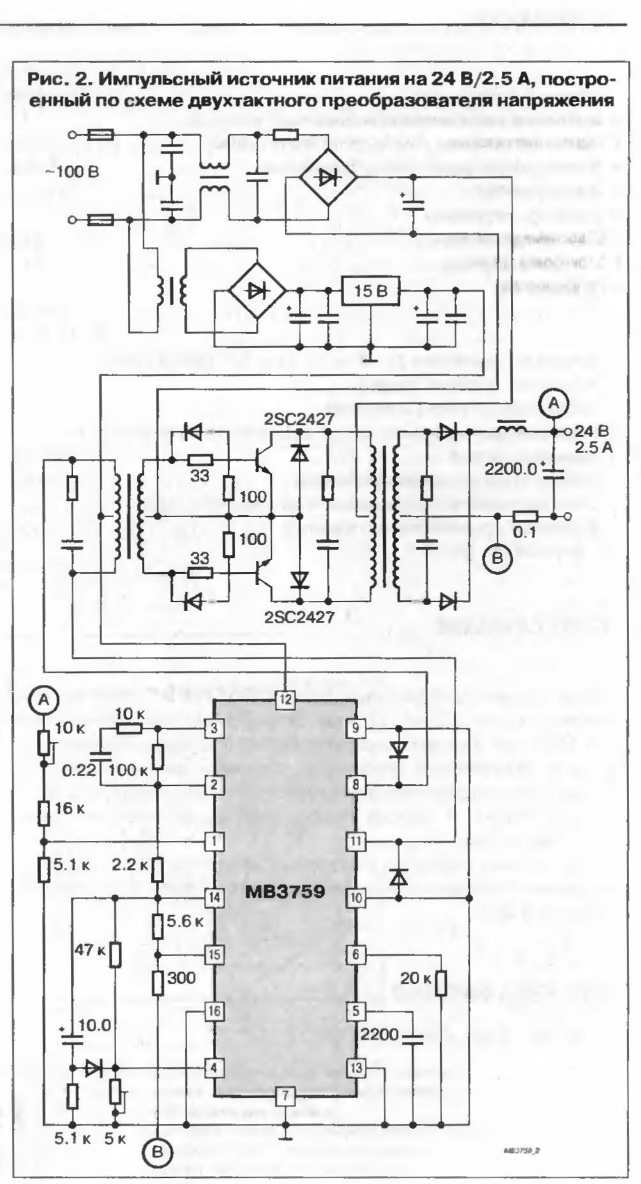


Рис. 2. Импульсный источник питания на 24 В/2.5 А, построенный по схеме двухтактного преобразователя напряжения



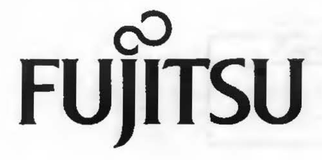


СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ СТАБИЛИЗАТОРОМ

ОСОБЕННОСТИ

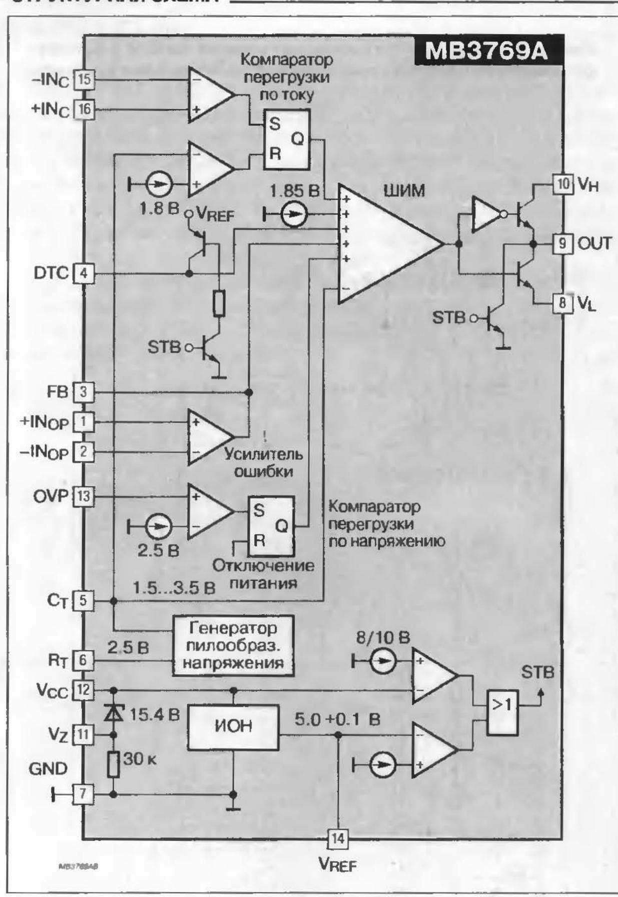
- Высокая рабочая частота .... 1...700 кГц
- Встроенный широкополосный операционный усилитель, полоса пропускания .... 8 МГц
- Встроенный быстродействующий компаратор .... t_D = 120 нс
- Внутренний ИОН .... 5 В ±2%
- Малый ток потребления
  - дежурный режим .... 1.5 мА
  - рабочий режим .... 8 мА
- Выходной ток
  - .... ±100 мА
  - .... ±600 мА (peak)
- Высокое быстродействие (t_R = 60 нс, t_F = 30 нс, C_L = 1000 пФ (typ))
- Регулировка "мертвого" времени
- Мягкий запуск и быстрое отключение
- Подавление сдвоенных импульсов при динамическом ограничении тока
- Напряжение запуска .... 10 В (typ)
- Блокировка при пониженном напряжении .... 8 В (typ)
- Схема отключения выхода (с защелкой) при перенапряжении
- Встроенный ограничительный стабилитрон .... 15 В
- Корпуса DIP-16, SDP-16

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема MB3769A представляет собой ШИМ-схему управления импульсным стабилизатором с фиксированной рабочей частотой. MB3769A содержит широкополосный операционный усилитель и быстродействующий компаратор, что дает возможность конструировать быстродействующие импульсные стабилизаторы с чвстотой до 700 кГц. К выходу микросхемы подключается мощный МОП-транзистор.

Микросхема переходит в дежурный режим при малых значениях напряжения питания, если она используется в схеме управления по первичной цепи.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-16

Неинвертирующий вход усилителя ошибки	+INOP	1	16	+INC	Неинвертирующий вход компаратора перегрузки по току
Инвертирующий вход усилителя ошибки	–INOP	2	15	–INC	Инвертирующий вход компаратора перегрузки по току
Выход усилителя ошибки	FB	3	14	VREF	Выход ИОН
Установки минимальной длительности импульса	DTC	4	13	OVP	Вход схемы контроля перенапряжения
Подключение конденсатора генератора	CT	5	12	V_{CC}	Напряжение питания
Подключение резистора генеретора	RT	6	11	VZ	Анод ограничительного стабилитрона
Земля	GND	7	10	VH	Коллектор транзистора верхнего плеча
Эмиттер транзистора нижнего плеча	VL	8	9	OUT	Выход

Пластмассовый корпус типа SOP-16

Неинвертирующий вход усилителя ошибки	+INOP	1	16	+INC	Неинвертирующий вход компаратора перегрузки по току
Инвартирующий вход усилителя ошибки	–INOP	2	15	–INC	Инвертирующий вход компаратора перагрузки по току
Выход усилителя ошибки	FB	3	14	VREF	Выход ИОН
Установки минимальной длительности импульса	DTC	4	13	OVP	Вход схемы контроля перенапряжения
Подключение конденсатора генератора	CT	5	12	V_{CC}	Напряжение питания
Подключение разистора генератора	RT	6	11	VZ	Анод ограничительного стабилитрона
Земля	GND	7	10	VH	Коллектор транзистора верхнего плеча
Эмиттер транзистора нижнего плеча	VL	8	9	OUT	Выход

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °C
MB3769AP	DIP-16	–30...+85
MB3769APF	SOP-16	–30...+75

СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ

Рис. 1. Преобразоввтель постоянного напряжения

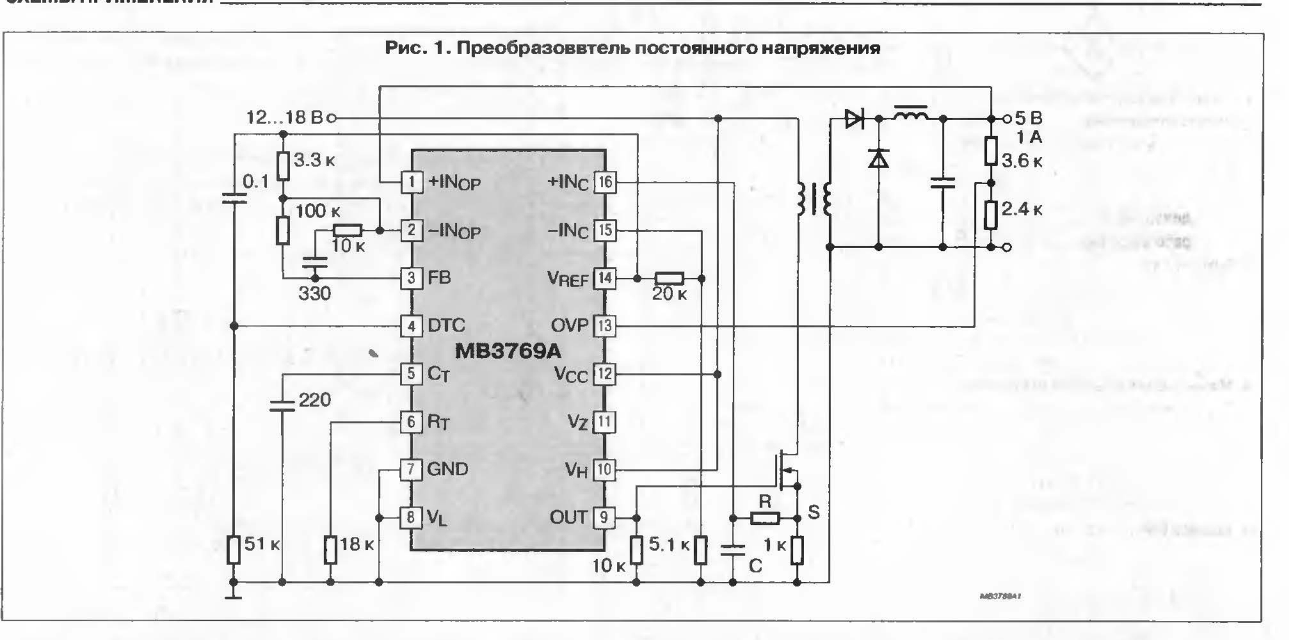
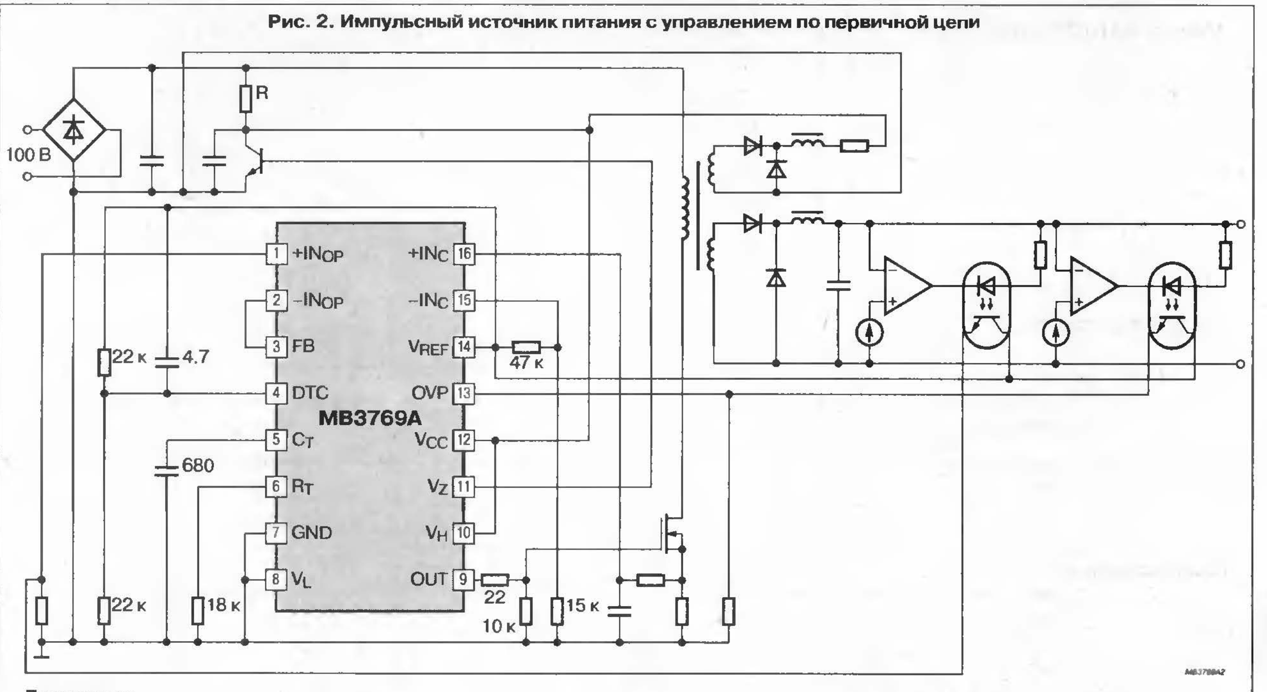


Рис. 2. Импульсный источник питания с управлением по первичной цепи

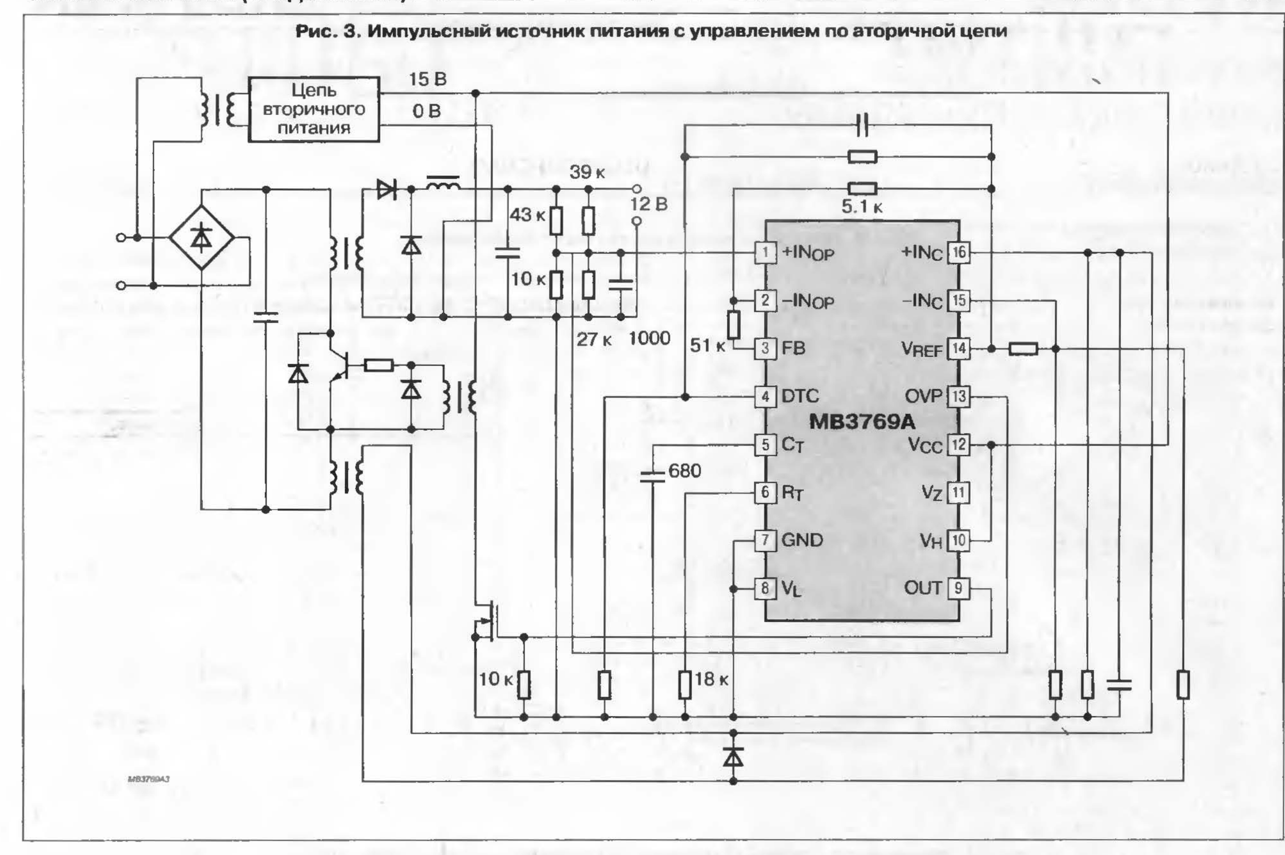


Примечание:
* При управлении полевым транзистором с входной емкостью более 1000 пФ для ограничения выходного тока к выводу [9] требуется подключить резистор сопротивлением 22 Ом

8

СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Рис. 3. Импульсный источник питания с управлением по аторичной цепи



FUJITSU

MB3776A

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ СТАБИЛИЗАТОРОМ

ОСОБЕННОСТИ

- Широкий диапазон напряжения питания .... 2...15 В
- Широкий диапазон рабочих частот .... 10...500 кГц
- Двухтактный выходной каскад, выходной ток устанавливается внешним резистором
- Дежурный режим
- Внешняя регулировка коэффициента усиления усилителя ошибки
- Встроенная функция пониженного энергопотребления
- Корпуса DIP-8, SOP-8, SSDP-8

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема MB3776A представляет собой ШИМ-схему управления импульсным стабилизатором напряжения. Благодаря низкому значению напряжения питания и наличию дежурного режима с малым током потребления, MB3776A идеально подходит для использования в преобразователях постоянного напряжения в портативных устройствах с батарейным питанием.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
MB3776AP	DIP-8	–30...+75
MB3776APF	SOP-8	–30...+75
MB3776APNF	SOL-8	–30...+75
MB3776APFV	SSOP-8	–30...+75

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

Инвертирующий вход усилителя ошибки	–IN	1	8	FB	Выход усилителя ошибки
Вход блокировки	CLT	2	7	OSC	Выход генератора "пилы"
Напряжение питания	V_{CC}	3	6	GND	Земля
Установка тока смещения	I_B	4	5	OUT	Выход

Пластмассовый корпус типа SOP/SOL-8

Пластмассовый корпус типа SSOP-8

8

MB3785A

ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНАЯ СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ СТАБИЛИЗАТОРОМ

ОСОБЕННОСТИ

- Широкий диапазон напряжения питания .... 4.5...18 В
- Низкий ток потребления
  - рабочий режим .... 6 мА (typ)
  - дежурный режим .... 10 мкА
- Встроенный прецизионный источник опорного напряжения .... 2.5 В ± 1%
- Рабочая частота .... 0.1...1 МГц
- Возможность использования керамического резонатора
- Рабочее напряжение усилителя ошибки .... –0.2...V_{CC} – 1.8 В
- Схема защиты от короткого замыкания со срабатыванием по встроенному таймеру/защелке
- Тотемные выходы управления *p-n-p*-транзисторами позволяют независимо устанавливать открытое и закрытое состояние выходных транзисторов
- Регулировка величины "мертвого" времени во всем диапазоне рабочего цикла
- Корпус LQFP-48

ТИПОНОМИНАЛЫ

MB3785A

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема MB3785A представляет собой прецизионную высокочастотную 4-канальную ШИМ-схему управления импульсным стабилизатором. Все четыре канала позволяют построить схему повышающего, понижающего и инвертирующего преобразователя напряжения. Третий и четвертый оптимизированы для регулировки скорости вращения двигателей постоянного тока.

Схема генератора пилообразного напряжения может быть построена с использованием как обычной RC-цепочки, так и керамического резонатора.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Корпус типа LQFP-48

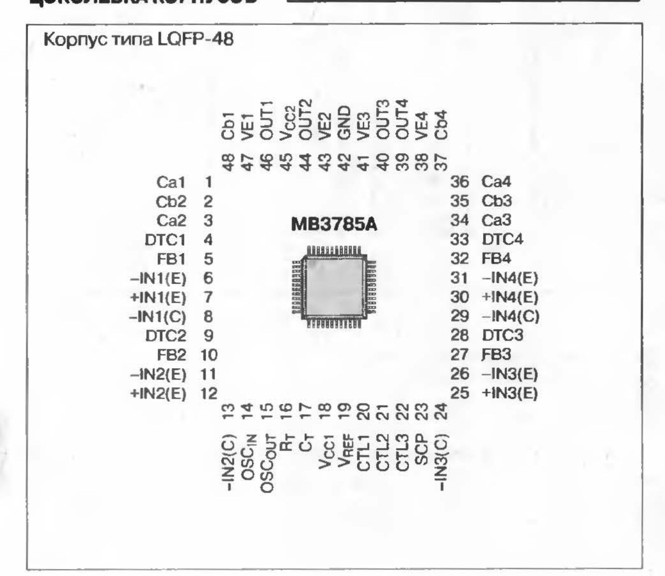
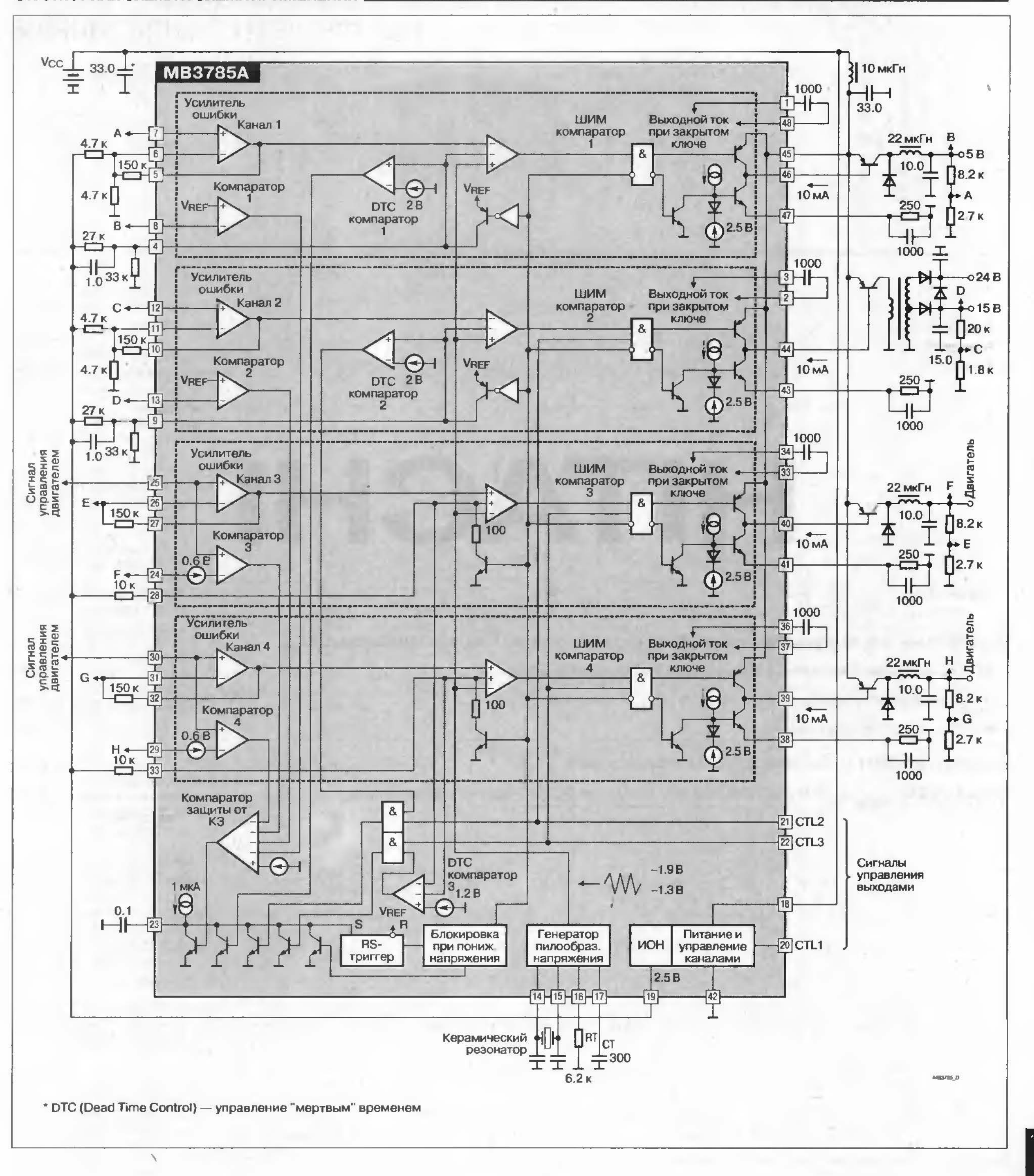


ТАБЛИЦА ОПИСАНИЯ ВЫВОДОВ

Выаод	Символ	Тип вывода	Описание
			КАНАЛ 1
1	Ca1	—	Установка выходного тока при закрытом состоянии ключевого *p-n-p*-транзистора. Для этого между выводами Ca1 и Cb1 подключается конденсатор
48	Cb1	—	
7	+IN1(E)	Вход	Неинвертирующий вход усилителя ошибки 1-го канала
6	–IN1(E)	Вход	Инвертирующий вход усилителя ошибки 1-го канала
5	FB1	Выход	Выход усилителя ошибки 1-го канала
8	–IN1(C)	Вход	Инвертирующий вход компаратора 1-го канала
4	DTC1	Вход	Регулировка величины "мертвого" времени 1-го канала
47	VE1	Вход	Регулировка величины выходного тока на 1-м канале
46	OUT1	Выход	Тотемный выход 1-го канала
			КАНАЛ 2
3	Ca2	—	Установка выходного тока при закрытом состоянии ключевого *p-n-p*-транзистора. Для этого между выводами Ca2 и Cb2 подключается конденсатор
2	Cb2	—	
12	+IN2(E)	Вход	Неинвертирующий вход усилителя ошибки 2-го канала
11	–IN2(E)	Вход	Инвертирующий вход усилителя ошибки 2-го канала
10	FB2	Выход	Выход усилителя ошибки 2-го канала
13	–IN2(C)	Вход	Инвертирующий вход компаратора 2-го канала
9	DTC2	Вход	Регулировка величины "мертвого" времени 2-го канала
43	VE2	Вход	Регулировка величины выходного тока на 2-м канале
44	OUT2	Выход	Тотемный выход 2-го канала
			КАНАЛ 3
34	Ca3	—	Установка выходного тока при закрытом состоянии ключевого *p-n-p*-транзистора. Для этого между выводами Ca3 и Cb3 подключается конденсатор
35	Cb3	—	
25	+IN3(E)	Вход	Неинвертирующий вход усилителя ошибки 3-го канала
26	–IN3(E)	Вход	Инвертирующий вход усилителя ошибки 3-го канала
27	FB3	Выход	Выход усилителя ошибки 3-го канала
24	–IN3(C)	Вход	Инвертирующий вход компаратора 3-го канала
28	DTC3	Вход	Регулировка величины "мертвого" времени 3-го канала
41	VE3	Вход	Регулировка величины выходного тока на 3-м канале
40	OUT3	Выход	Тотемный выход 3-го канала
			КАНАЛ 4
36	Ca4	—	Установка выходного тока при закрытом состоянии ключевого *p-n-p*-транзистора. Для этого между выводами Ca4 и Cb4 подключается конденсатор
37	Cb4	—	
30	+IN4(E)	Вход	Неинвертирующий вход усилителя ошибки 4-го канала
31	–IN4(E)	Вход	Инвертирующий вход усилителя ошибки 4-го канала
32	FB4	Выход	Выход усилителя ошибки 4-го канала
29	–IN4(C)	Вход	Инвертирующий вход компаратора 4-го канала
33	OTC4	Вход	Регулировка величины "мертвого" времени 4-го канала
38	VE4	Вход	Регулировка величины выходного тока на 4-м канале
39	OUT4	Выход	Тотемный выход 4-го канала
			ГЕНЕРАТОР
14	OSC_{IN}	—	Выводы для подключения керамического резонатора
15	OSC_{OUT}	—	
16	R_T	—	Подключение частотозадающего резистора
17	C_T	—	Подключение частотозадающего конденсатора
			ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ
18	V_{CC1}	—	Питание ИОН
45	VCC2	—	Питание выходной схемы
42	GND	—	Земля
19	V_{REF}	Выход	Выход ИОН
			СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ
23	SCP	—	Подключение конденсатора схемы защиты от короткого замыкания
20	CTL1	Вход	Управляющий вход 1-го канала
21	CTL2	Вход	Упраеляющий вход 2-го канала
22	CTL3	Вход	Управляющий вход 3-го канала

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ



* DTC (Dead Time Control) — управление "мертвым" временем

HITACHI

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ HITACHI SEMICONDUCTOR

Прибор	Функциональное описание	Канал	Схемотехника преобразователя: Повышающий	Понижающий	Инвертирующий	Ключ	Выходной ток, А	Корпус	Частота, кГц	Напряжение питания, В	Опорное напряжение, В	Мягкий запуск	UVLO: V_{IN}, В	UVLO: V_{REF}, В	OVP, В: V_{IN}, В	OVP, В: V_{REF}, В	Ток потребления в дежурном режиме, мкА	Защита от перегрузки по току	Поцикловая защита по току	Внешняя синхронизация	Возможные замены
AC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ПЕРВИЧНОЙ ЦЕПИ																					
HA16107	Импульсный стабилизатор с ШИМ и управлением по напряжению	—	+	+	+	Внешний МОПТ	±0.2/±2 (peak)	DIP-16, SOP-16	1...600	12...30	6.1...6.8	+	16.2/9.5	5.0/4.0	7.0	8.0	240	+			Похож на M51977и µPC1905
HA16108	Импульсный стабилизатор с ШИМ и управлением по напряжению	—	+	+	+	Внешний МОПТ	±0.2/±2 (peak)	DIP-16, SOP-16	1...600	12...30	6.1...6.8	+	16.2/9.5	5.0/4.0	7.0/1.3	8.0	240		+		
HA16109	Импульсный стабилизатор с ШИМ и управлением по напряжению	—	+	+	+	Внешний МОПТ	±0.2/±2 (peak)	DIP-16, SOP-16	1...600	12...30	6.1...6.8	+	16.2/9.5	5.0/4.0	1.1	8.0	240	+			
HA16111	Импульсный стабилизатор с ШИМ и управлением по напряжению	—	+	+	+	Внешний МОПТ	±0.2/±2 (peak)	DIP-16, SOP-16	1...600	12...30	6.1...6.8	+	10.5/9	5.0/4.0	1.1	8.0	2540	+			
HA16654A	Импульсный стабилизатор с ШИМ	—	+	+	+	Внешний МОПТ	0.02	DIP-8, SOP-14	100...500	7.3...40	4.75...5.25	+	10/8	—	—	—	2000				Похож на MB3769
HA16664A	Импульсный стабилизатор с ШИМ	—	+	+	+	Внешний МОПТ	0.02	OIP-8, SOP-14	100...200	7.3...40	4.75...5.25	+	10/8	—	—	—	2000				
HA16666	Импульсный стабилизатор с ШИМ и частотой 600 кГц	—	+	+	+	Внешний МОПТ	0.1/0.5 (peak)	DIP-16, SOP-16	1...600	11...40	4.75...5.25	+	10/8	—	—	—	300	+			Похож на µPC1904
УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ																					
HA17524	Контроллер импульсного стабилизатора	1	+	+	+	Открытый коллектор	0.05	DIP-16, SOP-16	450	8.0...40	5.0 ±0.4		—	—	—	—	5000				Анвлог SG3524
DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ																					
HA17451	Двухканальный контроллер импульсного стабилизатора для DC/DC-преобразователя	1	+	+	+	Внешний МОПТ	0.05	DIP-16, SOP-16	1...300	3.3...40	2.4...2.6		3.15/2.98	—	—	—	2000	+			—
		2	+	+	+																
HA16114	Импульсный стабилизатор для DC/DC-преобразователя зоватвля	—	—	+	+	Внешний р-МОПТ	±0.1/±1 (peak)	DIP-16, SOP-16	1...600	3.9...40	2.4...2.55	+	2.0/1.7	3.6/3.3	—	6.8	10		+	+	—
HA16120	Имлульсный стабилизатор для DC/DC-преобразователя	—	+	—	—	Внешний п-МОПТ	±0.1/±1 (peak)	DIP-16, SOP-16	1...600	3.9...40	2.4...2.55	+	2.0/1.7	3.6/3.3	—	6.8	150		+	+	—
HA16116	Двухканальный импульсный стабилизатор для DC/DC-преобразователя	1	—	+	+	Внешний р-МОПТ	±0.1/±1 (peak)	SOP-20	1...600	3.9...40	2.45...2.55	+	3.6/3.3	2.0/1.7	—	6.8	10		+		Похож на FA7622
		2	—	+	—	Внешний р-МОПТ															
HA16121	Двухканвльный импульсный стабилизатор для DC/DC-преобразователя	1	—	+	+	Внешний р-МОПТ	±0.1/±1 (peak)	SOP-20	1...600	3.9...40	2.45...2.55	+	3.6/3.3	2.0/1.7	—	6.8	150		+		Похож на FA7622
		2	+	—	—	Внешний п-МОПТ															

Примечание:
UVLO — блокировка при пониженном напряжении; OVP — защита от повышенного напряжения

8

HA16107/08/09/11

СЕТЕВЫЕ ШИМ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

ОСОБЕННОСТИ

- **Рабочая частота .... до 600 кГц**
- **Узел защиты по току, обеспечивающий прерывистую работу (HA16108)**
- **Узел защиты по току с задержкой аключения блокировки (HA16107/09/11)**
- **Защита от пониженного напряжения как по аходу, так и по напряжению опорного источника**
- **Мягкий запуск и быстрая блокировка**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Серия HA16107/08/09/11 представляет собой ИС управления для AC/DC-преобразователей. Эти микросхемы содержат выходной каскад управления затвором ключевого транзистора, источник опорного напряжения 6.45 В, генератор треугольных импульсов, токовый детектор, защиту от пониженного напряжения, встроенный стабилитрон 34 В, усилитель ошибки (в HA16107/08). Использование этих ИС обеспечивает высокую надежность источников питания.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-16

Пластмассовый корпус типа SOP-16

Пластмассовый корпус типа SOP-16

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

HA16107

TL 16, E/O 15, IN– 14, IN+ 11, ST 10, V_{REF} 9

EA — Усилитель ошибки; 140 мкА; 84 В; UVL1 (H, L, V_L, V_H); ИОН 6.45 В; V_{REF}; OVP; UVL2 (H, L, 4 В 5 В); &; 16 мкА; R Q S; UVL1; 4 мкА; 8.4 В; 10 мкА; UVL1 + UVL2; ШИМ компаратор; Генератор; V_{REF}; Q $\overline{R}$ $\overline{Q}$ $\overline{S}$; Ограничитель тока; Выходной каскад

1 V_{IN}, 2 OUT, 4 V_C, 5 CL–, 3 CL+, 12 GND, 6 R_{T1}, 7 C_T, 8 R_{T2}

UVL — блокировка при пониженном напряжении

OVP — защита от перанапряжения

Штриховой линией даны внутренние связи для корпуса типа SOP

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

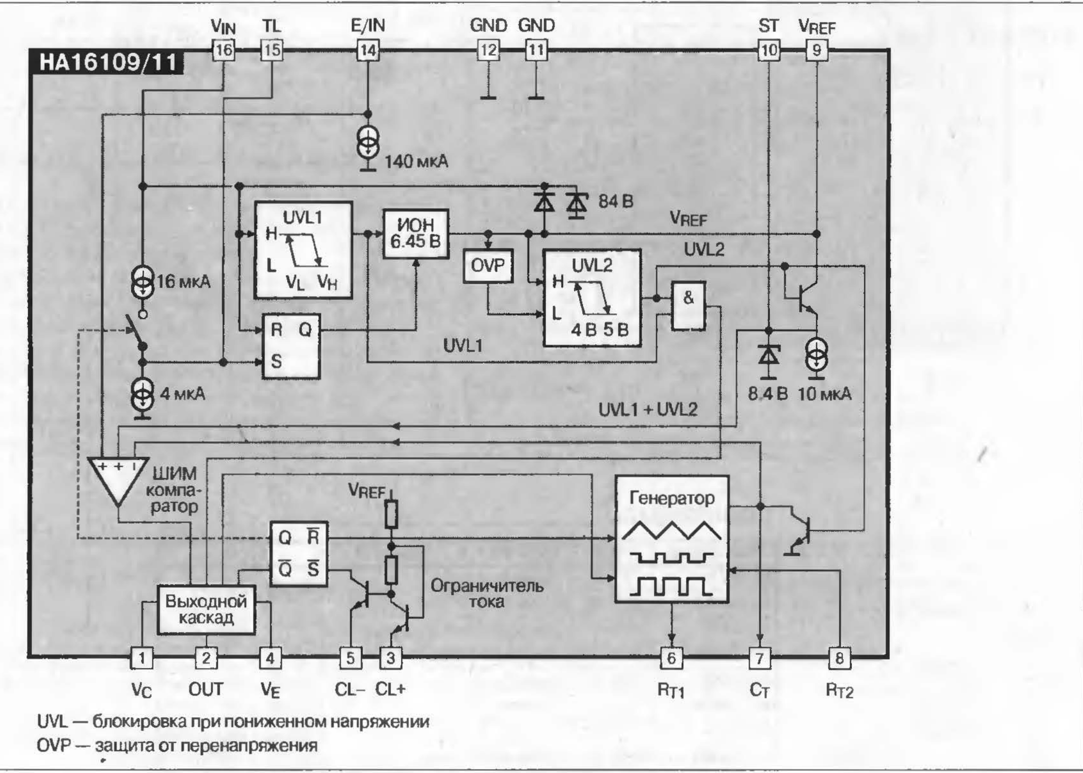
HA16108

TL 16, E/O 15, IN– 14, IN+ 11, ST 10, V_{REF} 9

EA, Усилитель ошибки, 140 мкА, 16 мкА, 84 В, UVL1 H L V_L V_H, ИОН 6.45 В, OVP, UVL2 H L 4 В 5 В, &, V_{REF}, UVL2, 1, R Q S, UVL1, 4 мкА, 8.4 В, 10 мкА, UVL1 + UVL2, ШИМ компа-ратор, V_{REF}, Генератор, Q $\overline{R}$ $\overline{Q}$ $\overline{S}$, Ограничитель тока, Выходной каскад

1 V_{IN}, 2 OUT, 4 V_C, 5 CL–, 3 CL+, 12 GND, 6 R_{T1}, 7 C_T, 8 R_{T2}

UVL — блокировка при пониженном напряжении
OVP — защита от перенапряжения



UVL — блокировка при пониженном напряжении
OVP — защита от перенапряжения

8

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Обратноходовой преобразоатель напряжения

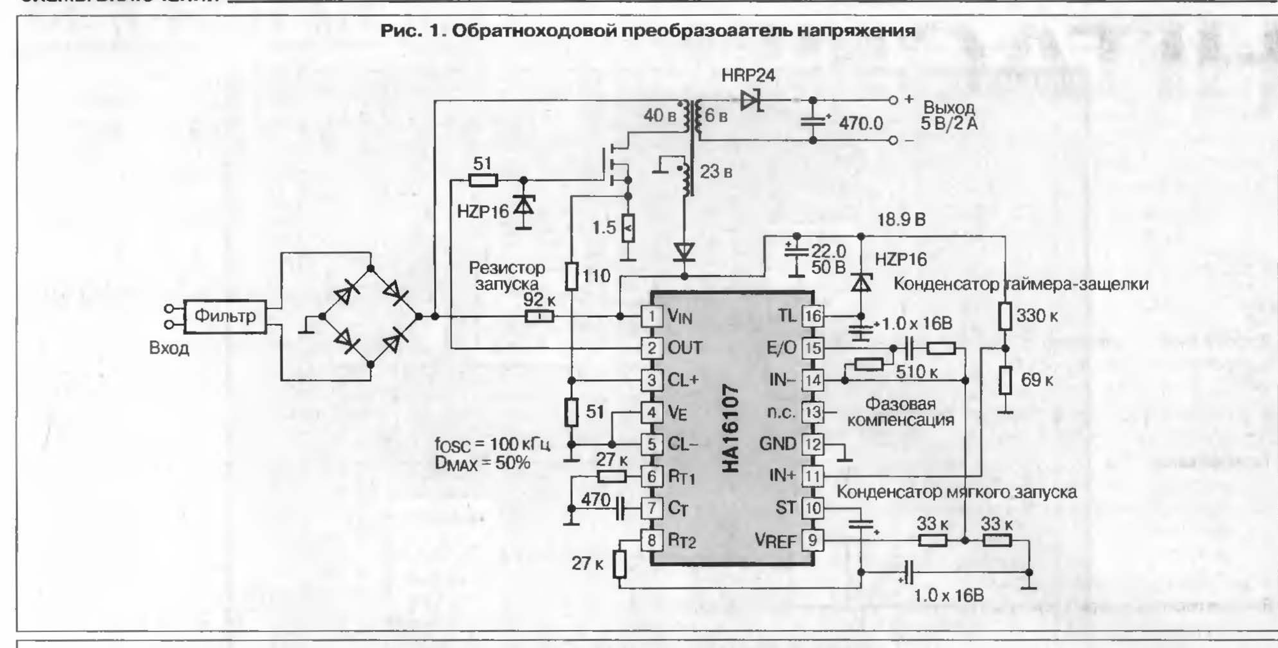
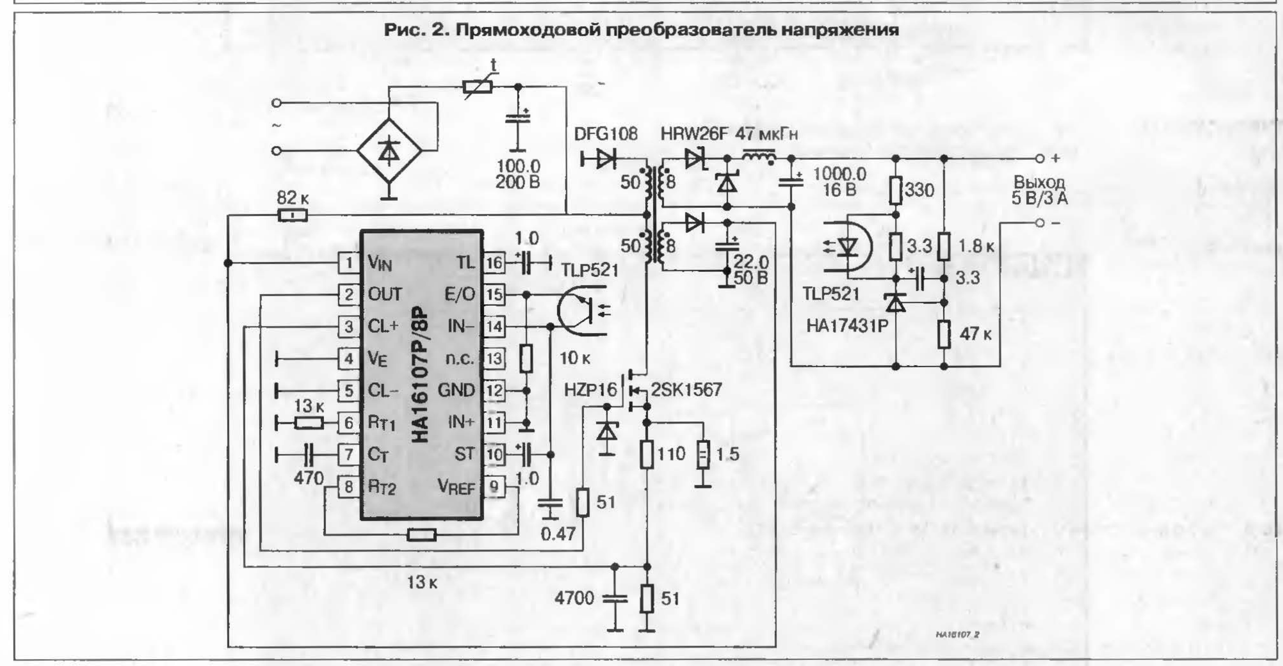


Рис. 2. Прямоходовой преобразователь напряжения



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Порог UVL1, В	Порог OVP, В	Состав
HA16107P	DIP-16	Верхний: 16.2, Нижний: 9.5	7.0	Таймер-защёлка
HA16107FP	SOP-16			
HA16108P	DIP-16	Верхний: 16.2, Нижний: 9.5	Верхний: 7.0, Нижний: 1.3	Вкл./выкл. таймера
HA16108FP	SOP-16			
HA16109P	DIP-16	Верхний: 16.2, Нижний: 9.5	1.1	Таймер-защёлка, без усилителя ошибки
HA16109FP	SOP-16			
HA16111P	DIP-16	Верхний: 10.5, Нижний: 9.0	1.1	Таймер-защёлка, без усилителя ошибки
HA16111FP	SOP-16			

HITACHI

HA16114/20

ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР ДЛЯ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

ОСОБЕННОСТИ

- Диапазон входных напряжений от 3.9 до 40 В (опорное напряжение 2.5 В обеспечивается при условии V_{IN} > 4.5 В)
- Максимальная рабочая частота .... 600 кГц
- Возможность внешней синхронизации
- Поцикловая защита от перегрузок по току
- Тотемный выход .... ±1 А
- Прерывистая работа в условиях перегрузки по току
- Малый ток потребления в дежурном режиме
  - HA16114 .... 10 мкА
  - HA16120 .... 150 мкА
- Внешняя подстройка опорного напряжения .... ±0.2 В
- Внешняя подстройка порога перехода в дежурный режим при пониженном входном напряжении
- Стабильная рабочая частота
- Мягкий запуск и быстрое отключение

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
HA16114P	DIP-16
HA16114FP	SOP-16
HA16120FP	SOP-16

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

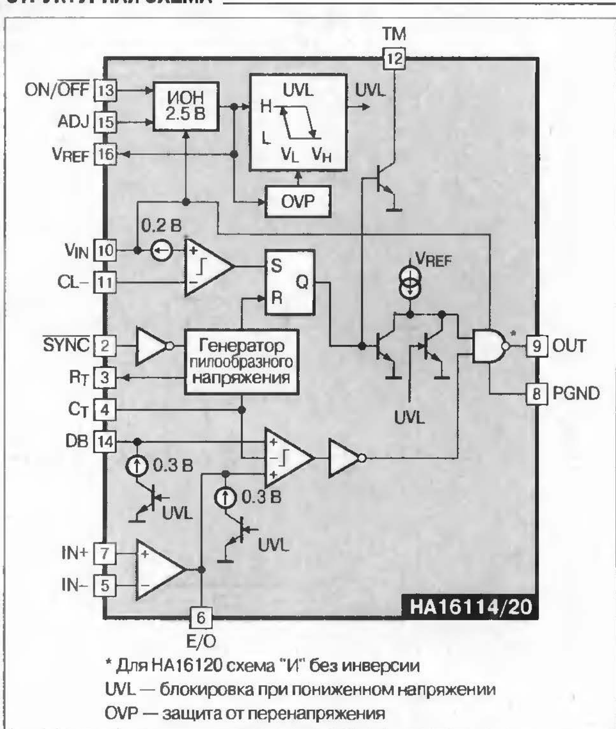
Микросхема HA16120 представляет собой одноканальную ШИМ-схему управления DC/DC-преобразователем повышающего типа с *n*-канальными ключевыми МОП-транзисторами.

Микросхема HA16114 является одноканальной ШИМ-схемой управления DC/DC-преобразователем инвертирующего и понижающего типов с *p*-канальными ключевыми МОП-транзисторами.

Возможность внешней синхронизации обеспечивает хорошую совместимость с AC/DC-преобразователями, что особенно важно при необходимости получения нескольких выходных напряжений. Синхронизация обеспечивается задним фронтом синхроимпульсов, которые могут быть получены с выходной обмотки изолирующего трансформатора. Синхронизация исключает возбуждение биений и гармоник при различных рабочих частотах AC/DC и DC/DC-преобразователей.

Действие защиты от токовых перегрузок включает в себя уменьшение длительности рабочих импульсов и прерывистый режим, обеспечиваемый таймером включения/выключения. В отличие от обычных систем защиты по току, прерывистый режим в данных ИС обеспечивает строго вертикальную нагрузочную характеристику. При устранении перегрузки выходное напряжение восстанавливается автоматически.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



* Для HA16120 схема "И" без инверсии
UVL — блокировка при пониженном напряжении
OVP — защита от перенапряжения

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-16 (HA16114P/20P)

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Земля схемы управления	GND	1	16	VREF	Выход опорного напряжения 2.5 В
Вход внешней синхронизации	SYNC	2	15	ADJ	Вывод подстройки опорного напряжения
Вывод подключения времязадающего резистора	RT	3	14	DB	Управление рабочим циклом
Вывод подключения времязадающего конденсатора	CT	4	13	ON/OFF	Блокировка схемы (Выключение при уровне менее 0.7 В)
Инвертирующий вход усилителя ошибки	IN–	5	12	TM	Вывод программирования таймера токовой перегрузки
Выход усилителя ошибки	E/O	6	11	CL–	Инвертирующий вход ограничителя тока
Неинвертирующий вход усилителя ошибки	IN+	7	10	VIN	Вход питания
Силовая земля	PGND	8	9	OUT	Вывод подключения затвора МОП-транзистора

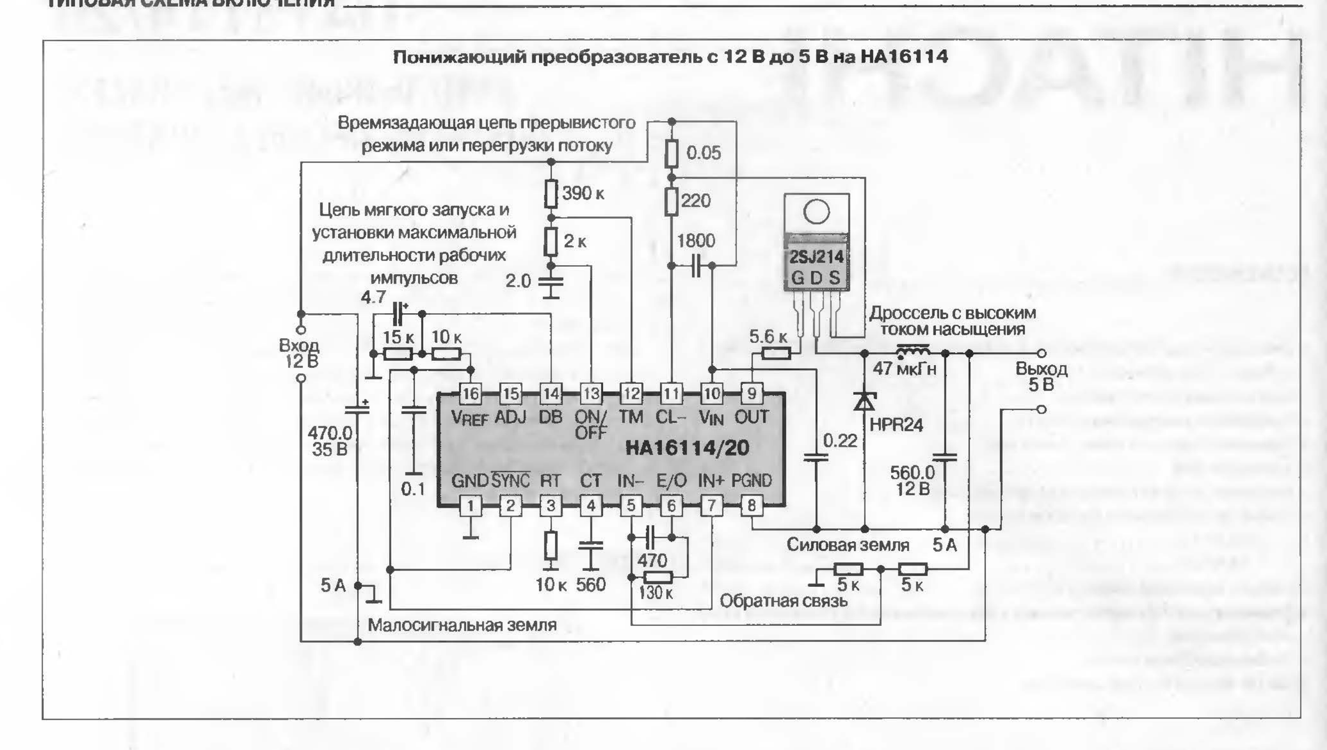
Пластмассовый корпус типа SOP-16

HA16114FP/20FP

GND	1	16	VREF
SYNC	2	15	ADJ
RT	3	14	DB
CT	4	13	ON/OFF
IN–	5	12	TM
E/O	6	11	CL–
IN+	7	10	VIN
PGND	8	9	OUT

8

ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



8

iC-WD/iC-WDS

СДВОЕННЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НА 5 В

ОСОБЕННОСТИ

- Входное напряжение..8...30 (36) В
- Понижающий стабилизатор с регулируемым уровнем ограничения тока
- Встроенный обратноходовой диод
- Генератор не требует внешних компонентов
- Высокая частота переключения ....100 кГц (typ)
- Два последовательных стабилизатора на 5 В с выходным током 200 и 20 мА
- Встроенный источник опорного напряжения (ИОН)
- Конденсаторы небольшой емкости обеспечивают высокое подавление пульсаций выходного напряжения
- Выход сигнализации о блокировке при перегреве или пониженном напряжении
- Небольшое число внешних компонентов

ПРИМЕНЕНИЕ

- Двухканальные источники питания на 5 В в системах с питанием 24 В

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема iC-WD представляет собой комбинированную схему, которая включает импульсный преобразователь, источник опорного напряжения, схему блокировки при перегреве и два линейных стабилизатора напряжения с выходным напряжением 5 В и током 200 и 20 мА. Прибор имеет вывод индикации аварийной ситуации, вызванной перегревом или пониженным входным напряжением. Микросхема iC-WD требует небольшого числа внешних компонентов и может использоваться в недорогих источниках питания.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

8...30 В/36 В; 4.7; 1; 220 мкГн; 4.7; V_B 8; V_{BR} 2; V_{HL} 3; V_H 5; iC-WD; 1.5 к; Импульсный стабилизатор; Генератор; Стабилизатор V_{CC}; V_{CC} 6 +5 В 200 мА; 4.7; NER 1; Блокировка при перегреве; Низкое напряжение; Аварийный детектор; V_{CCA} 7 +5 В 200 мА; 1.0; Источник опорного напряжения V_{REF}; Стабилизатор V_{CCA}; 4 GND

IC WD_D

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-8

IC-WD

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Выход индикации об ошибке	NER	1	8	V_B	Напряжение питания импульсного преобразователя
Вход ограничения тока импульсного преобразователя	V_{BR}	2	7	V_{CCA}	Выход стабилизатора на 5 В/20 мА
Выход импульсного преобразователя	V_{HL}	3	6	V_{CC}	Выход стабилизатора 5 В/200 мА
Общий вывод, земля	GND	4	5	V_H	Вход ОС импульсного преобразователя/питание линейных стабилизаторов

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Infineon Technology:

8

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ INFINEON TECHNOLOGY

Прибор	Корпус	Функциональное назначение	Особенности
			КОМБИНИРОВАННАЯ СХЕМА ШИМ-КОНТРОЛЛЕРА И КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ
TDA16846/47	DIP-14	Контроллер коэффициента мощности	♦ Сильное снижение частоты при малой нагрузке ♦ Стабильная и регулируемая частота в дежурном режиме ♦ Очень низкий ток запуска ♦ Мягкий запуск ♦ Регулируемое время подавления переходных процессов ♦ Синхронизация и фиксированная частота ♦ Блокировка при пониженном и повышенном напряжении ♦ Коррекция максимального тока в зависимости от сетевого напряжения ♦ Малая потребляемая мощность ♦ Дополнительные аварийные (fault) компараторы
TDA16888(G)	DIP-20, SOP-20	Контроллер коэффициента мощности и ШИМ схема упраления импульсным источником питания	♦ Внутрення синхронизация 15...200 кГц ♦ Возможна внешняя синхронизация ♦ ККМ с двойной петлей обратной связи ♦ Высокий коэффициент мощности в широких пределах тока нагрузки ♦ Двухступенчатая защита от перенапряжения ♦ Быстродействующий тотемный выходной каскад с мягким включением и током до 1 А ♦ Ток запуска 50 мкА (typ) ♦ Низкий ток потребления 15 мА (ККМ + ШИМ) ♦ Эффективный дежурный ражим (ККМ в качестве вспомогательного питания) ♦ ШИМ с улучшенным токовым управлением ♦ Мягкий запуск ШИМ ♦ Внешнве выключение обоих выходов
			КОНТРОЛЛЕРЫ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ
TDA16831/2/3(G)	DIP-8 SOP-14	Контроллер сетевого импульсного источника питания серии CoolSETTM	♦ ШИМ-контроллер и мощный (600 В) МДП-транзистор серии CoolMOS в одном корпусе ♦ Типовое сопротивление открытого канала МОП-транзистора 0.5...10 Ом ♦ 4 активных вывода для управления импульсным стабилизатором ♦ Корпус DIP-8 при выходной мощности не более 40 Вт ♦ Небольшое число навесных компонентов ♦ Малый ток запуска ♦ Токовый режим управления ♦ Контроль перегрузки по входному напряжению ♦ Ограничение максимального рабочего цикла ♦ Защита от перегрева
TDA16834/5	SOP-14		
TDA16836/7/8	TO-220-5		
TDA4605/-2/-3	DIP-8	Схема управления импульсным ИВП на МОП-транзисторе	♦ Характеристика с участком обратного наклона обеспечивает защиту внешних компонентов от перегрузки ♦ Пакетный режим работы при КЗ ♦ Защита от замыканий и разрывов в контуре ОС ♦ Отключение при пониженном сетевом напряжении ♦ Компенсация точки перегрузки при изменении напряжения сети ♦ Мягкий запуск ♦ Защита от перегрева ♦ Схема подавления паразитных колебательных процессов, вызванных трансформатором
TDA4718A	DIP-18	Контроллер импульсного источника питания	♦ Упраление с прямой связью (подаление сетевых помех) ♦ Двухтактные выходы ♦ Динамическое ограничение выходного тока ♦ Защита от повышенного и пониженного напряжения ♦ Мягкий запуск ♦ Подавление сдвоенных импульсов

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ INFINEON TECHNOLOGY (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Прибор	Корпус	Функциональное назначение	Особенности
КОНТРОЛЛЕРЫ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ			
TDA4916GG	SOP-24	Контроллер импульсного источника питания	♦ Высокая тактовая частота ♦ Малое потребление тока ♦ Высокая точность опорного источника ♦ Все функции контроля
КОНТРОЛЛЕРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ			
TDA4814A	DIP-14	Контроллер коэффициента мощности	♦ Синусоидальный ток нагрузки ♦ Коэффициент мощности приближается к 1 ♦ Упраапяет повышающим преобразователем как активным фильтром гармоник ♦ Непосредственное упраление мощным МОП-транзистором ♦ Детектор перехода через нуль для непрерывного режима работы с изменяющейся частотой ♦ Работа от сети 110/220 В без переключатвля ♦ Ток потребления в дежурном режиме 0.5 мА ♦ Схема контроля пуска/останова для ламповых генераторов
TDA4817(G)	DIP-8, SOP-8	Контроллер коэффициента мощности	♦ Синусоидальный ток нагрузки ♦ Коэффициент мощности приближается к 1 ♦ Управляет повышающим преобразователем как активным фильтром гармоник ♦ Непосредственное упраление мощным МОП-транзистором ♦ Детектор перехода через нуль для непрерывного режима работы с изменяющейся частотой ♦ Работа от сети 110/220 В без переключателя ♦ Ток потребления в дежурном режиме 0.5 мА
TDA4862(G)	DIP-8, SOP-8	Контроллер коэффициента мощности	♦ Синусоидальный ток нагрузки ♦ Коэффициент мощности приближается к 1 ♦ Упраапяет повышающим преобразователем как активным фильтром гармоник ♦ Непосредственное управление мощным МОП-транзистором ♦ Детектор пврехода через нуль для непрерывного режима работы ♦ Мощный тотемный выходной каскад. ♦ Точность внутреннего опорного источника ±1.4% ♦ Блокировка при пониженном напряжении ♦ Очень малый пусковой ток ♦ Совместимость по выводам с промышленным стандартом ♦ Быстродействующая схвма защиты от перенапряжения ♦ Токочувствитвльный вход с внутренним НЧ-фильтром

TDA16888

ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫЙ КОМБИНИРОВАННЫЙ КОНТРОЛЛЕР ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Высокое значение коэффициента мощности
- Типовой ток запуска .... 50 мкА
- Низкое значение рабочего тока .... 15 мА
- Блокировка при пониженном напряжении с переводом в дежурный режим
- Рабочая частота .... 15...200 кГц
- Возможность внешней синхронизации
- Внешнее отключение обоих выходов
- Ограничение пикового тока
- Защита от перенапряжения
- Контроль среднего тока посредством фильтрации шумов

СХЕМА КОРРЕКЦИИ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ (PFC):

- Отвечает требованиям IEC 1000-3
- Дополнительный режим работы в качестве вспомогательного источника питания
- Быстродействующий тотемный драйвер МОП-транзистора .... 1 А
- Две петли обратной связи: по напряжению и по среднему току
- ШИМ с переключением по переднему фронту
- Ограничение пикового тока
- Построение PFC по схеме повышающего (boost) или обратноходоаого преобразователя
- Непрерыеный/прерывистый режимы работы
- Максимальный рабочий цикл .... 94 %

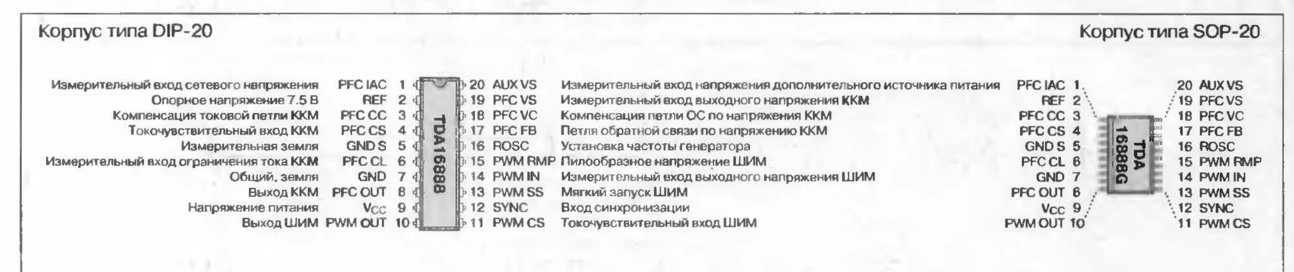
СХЕМА ШИМ (PWM)

- Усовершенствованное управление по току
- Быстродействующий тотемный драйвер МОП-транзистора .... 1 А
- Мягкий запуск
- ШИМ с переключением по заднему фронту
- Обратноходовая или прямоходовая схема ШИМ-преобразователя
- Максимальный рабочий цикл 50%
- $f_{PWM} = f_{PFC}$

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TDA16888 представляет собой схему управления импульсным источником питания с коррекцией коэффициента мощности (ККМ). При внутренней синхронизации схемы ШИМ и схемы коррекции коэффициента мощности TDA16888 работает как преобразователь сетевого напряжения с диапазоном входного напряжения 90...270 В. Тогда как корректор мощности строится по повышающей или обратноходовой схеме, ШИМ-модулятор можно включать по обратноходовой или прямоходовой схеме. Для получения минимального отставания тока рабочий цикл корректора мощности имеет максимальное значение 94%. В то же время максимальное значение рабочего цикла схемы ШИМ ограничено величиной 50%, что позволяет избежать насыщения трансформатора.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Код заказа	Корпус
TDA16888	Q67000-A9284-X201-K5	DIP-20 (P-DIP-20-5)
TDA16888G	Q67000-A9310-A702	SOP-20 (P-DSO-20-1)

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

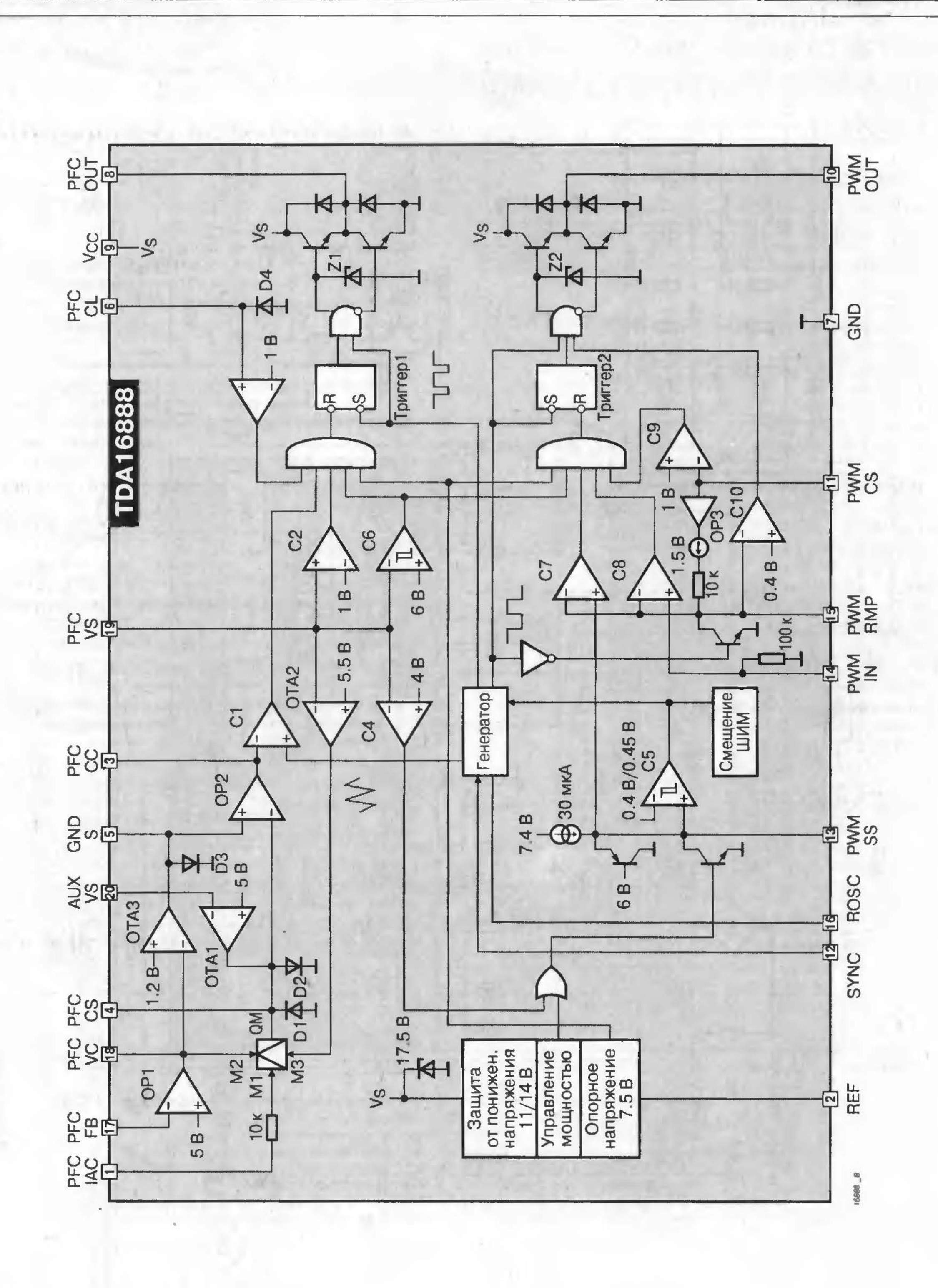
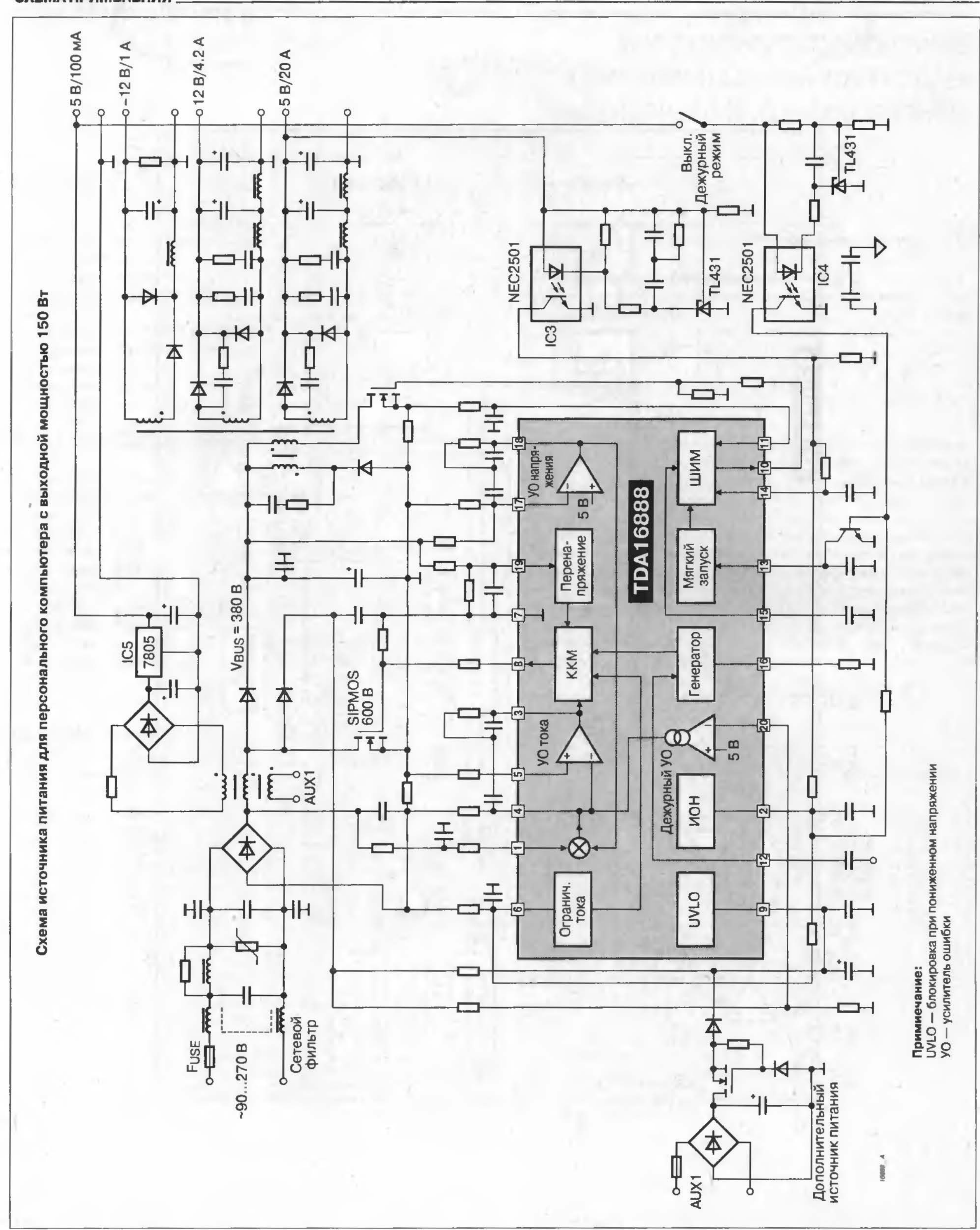


СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ



КОНТРОЛЛЕР ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ С КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

ОСОБЕННОСТИ

- Коррекцией коэффициента мощности
- Снижение частоты при уменьшении тока нагрузки
- Постоянная и регулируемая частота преобразования в дежурном режиме
- Малый ток запуска
- Мягкий запуск
- Регулируемое напряжением время подавления переходных поцессов
- Работа в режиме внешней синхронизации и с фиксированной частотой
- Блокировка при повышенном и пониженном напряжении
- Выключение при снижении сетевого напряжения ниже порогового уровня
- Малая потребляемая мощность
- Компаратор ошибки

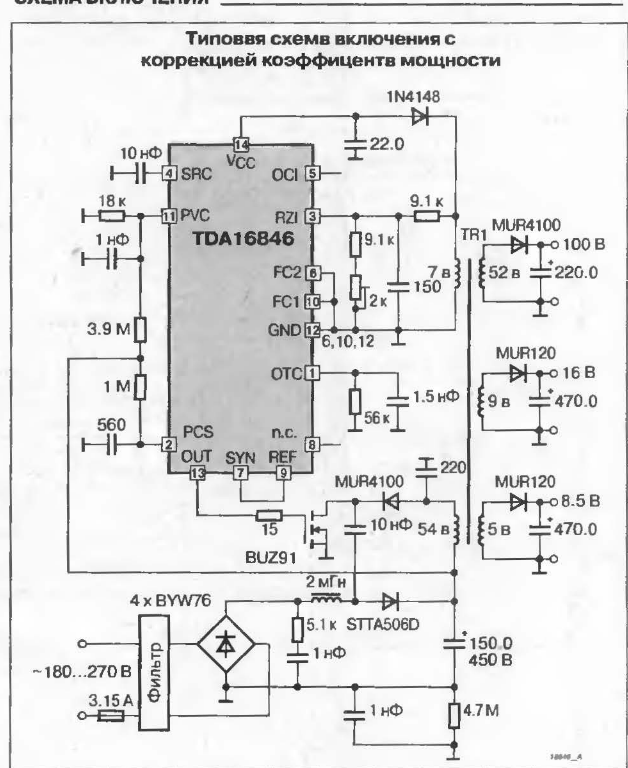
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TDA16846 оптимизирована для управления обратноходовым импульсным преобразователем напряжения с фиксированной или переменной частотой и коррекцией коэффициента мощности. При малых токах нагрузки схема уменьшает рабочую частоту вплоть до минимального значения (20 кГц в дежурном режиме). Этим обеспечивается малая потребляемая мощность схемы. Кроме того, TDA16846 имеет малый ток запуска. Для того чтобы избежать импульсных перегрузок, мощный транзистор переключается при минимальном напряжении. Специальная схема обеспечивает подавление джиттера (паразитных колебаний). TDA16846 обладает несколькими схемами защиты: блокировка при выходе напряжения питания за нижний и верхний пределы, блокировка при пониженном сетевом напряжении, ограничение тока и два свободно используемых компаратора. Преобразование осуществляется посредством встроенного усилителя ошибки или оптопары обратной связи (дополнительный вывод микросхемы). Выход драйвера идеально подходит для управления мощным МОП-транзистором, но возможно применение и биполярного транзистора. Возможна работа в режимах внешней синхронизации и при фиксированной частоте.

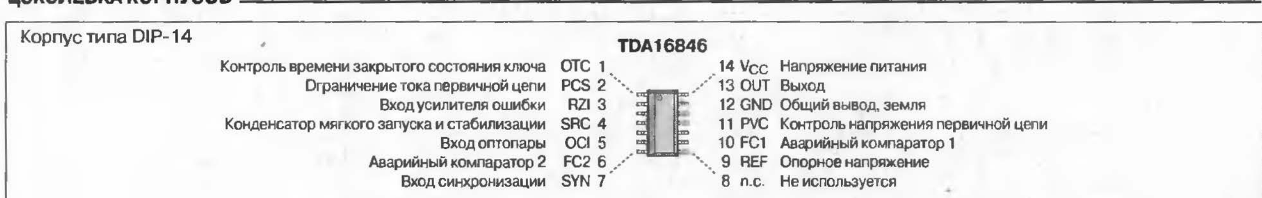
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Код заказа	Корпус
TDA16846	Q67000-A9377	DIP-14 (P-DIP-14-3)

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

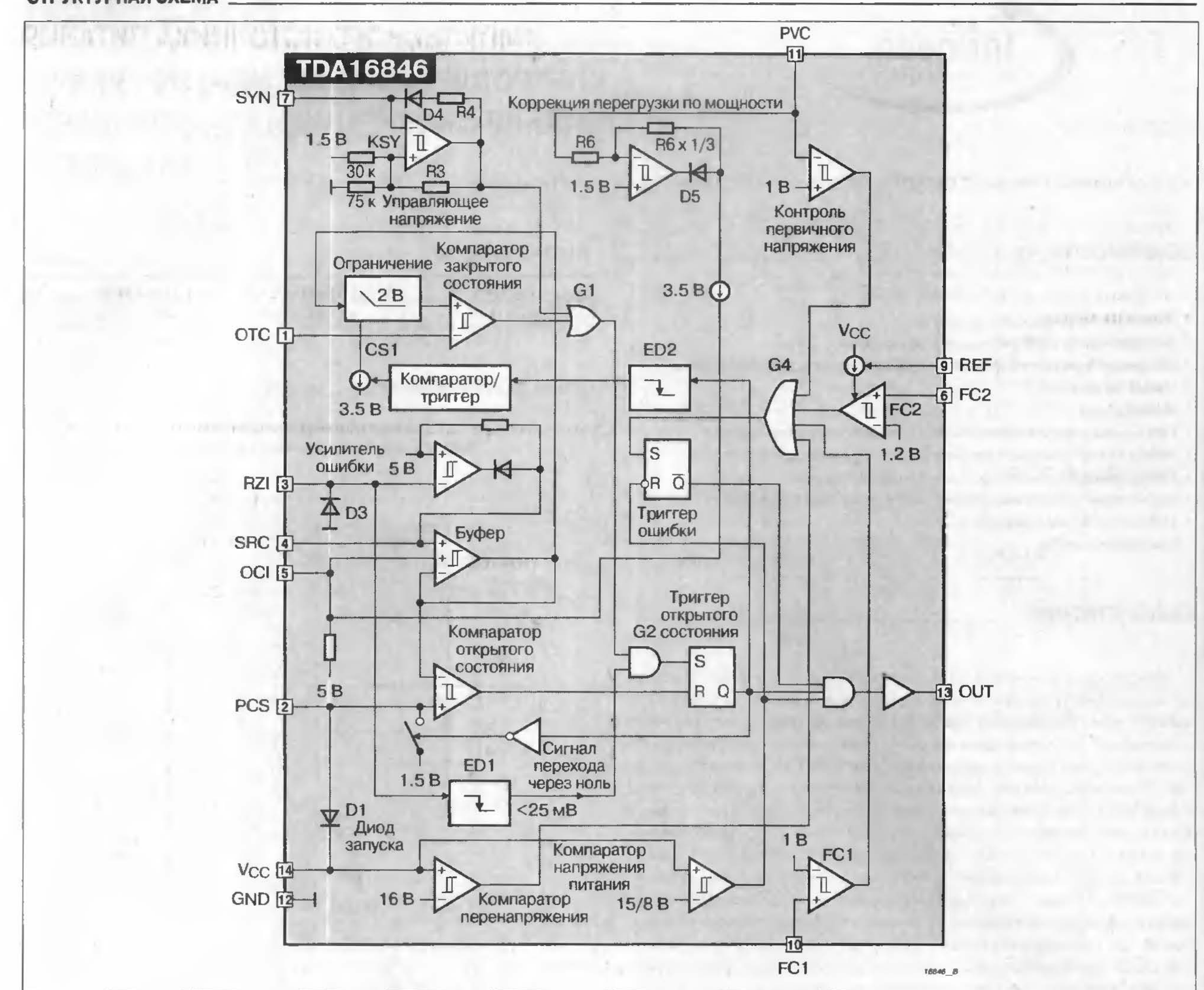


ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



TDA1683x

НЕДОРОГОЙ КОНТРОЛЛЕР СЕТЕВОГО ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ СЕРИИ CoolSET^{TM}

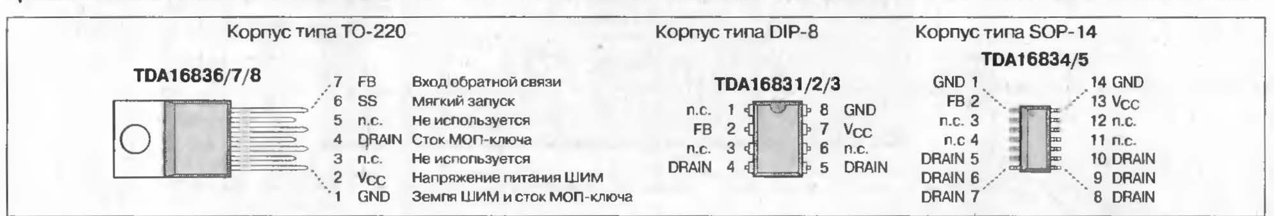
ОСОБЕННОСТИ

- **ШИМ-контроллер и мощный (600 В) МОП-транзистор серии CoolMOS в одном корпусе**
- **Типовое сопротивление открытого канала МОП-транзистора....... 0.5...10 Ом**
- **4 активных вывода для управления импульсным стабилизатором**
- **Корпус DIP-8 при выходной мощности не более 40 Вт**
- **Небольшое число навесных компонентов**
- **Малый ток запуска**
- **Токовый режим управления**
- **Контроль перегрузки по входному напряжению**
- **Ограничение максимального рабочего цикла**
- **Защита от перегрева**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы TDA1683x являются ШИМ-модуляторами с токовым управлением со встроенным высоковольтным МОП-транзистором. Применение TDA1683x в схеме обратноходового стабилизатора требует минимального количества навесных элементов. В токовом режиме управления ШИМ ток, протекающий через МОП-транзистор, сравнивается с опорным сигналом, пропорциональным выходному напряжению. Результат этого сравнения определяет длительность открытого состояния МОП-транзистора. Резистор, с помощью которого измеряется ток МОП-транзистора, частотозадающие резистор и конденсатор также находятся внутри кристалла. Специальные методы позволили компенсировать температурную нестабильность и минимизировать разброс сопротивлений внутрисхемных резисторов.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

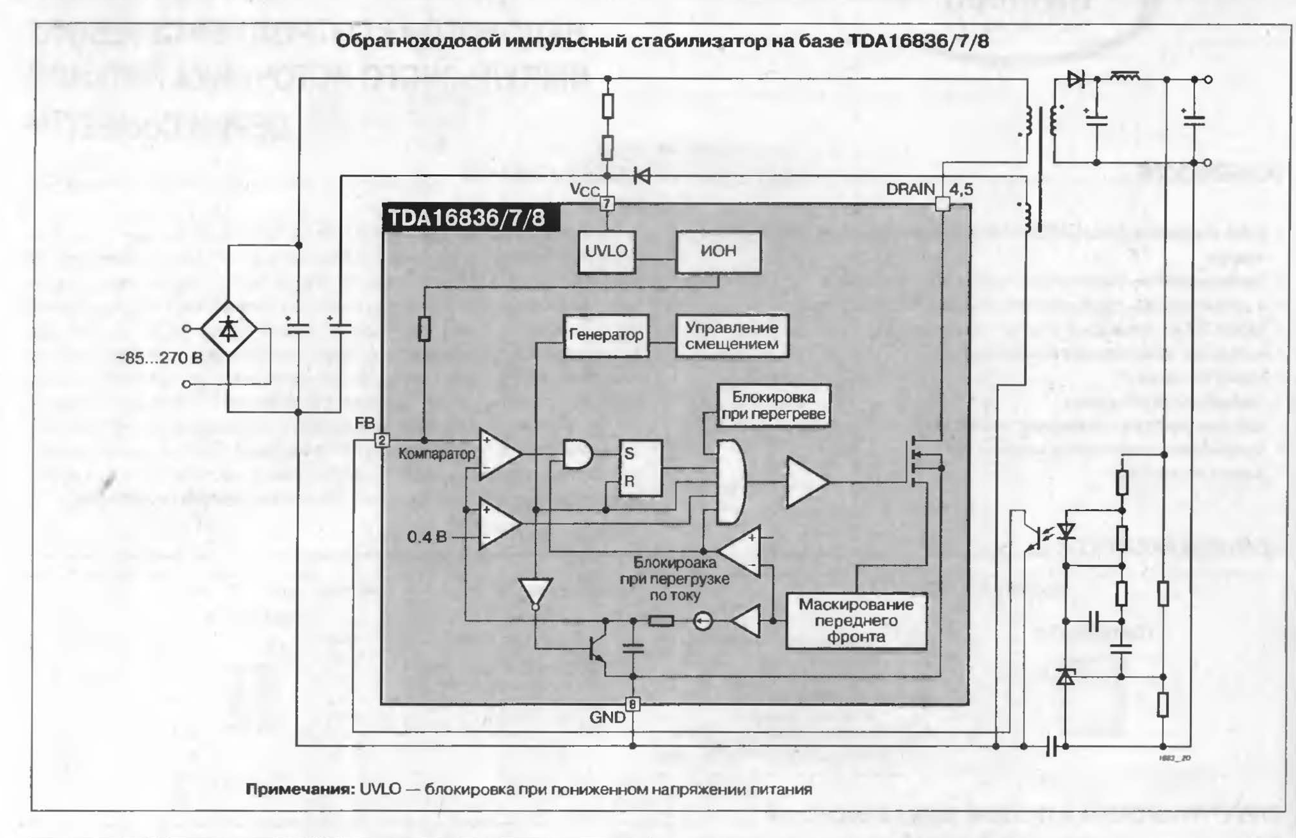


СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Обратноходовой импульсный стабилизатор на базе TDA16831-35

Нумерация выводов приведена для TDA16831/32/33 (корпус DIP-8); UVLO — блокировка при пониженном напряжении питания

Обратноходоаой импульсный стабилизатор на базе TDA16836/7/8



Примечания: UVLO — блокировка при пониженном напряжении питания

Рис. 1. Конструкция прибора серии CoolSET™

ПРЕИМУЩЕСТВА ТЕХНОЛОГИИ CoolMOS™

Серия CoolSET™ включает МОП-транзисторы, изготовленные по новейшей технологии CoolMOS™. Данная технология расширяет достигнутые пределы для кремниевых приборов. Так, сопротивление (единицы площади) открытого канала R_{DS}(оп) МОП-транзистора на 600 В снижается в пять раз по сравнению с любой другой известной технологией.

При этом с ростом напряжения преимущества технологии CoolMOS™ увеличиваются. Обычная экспоненциальная зависимость R_{DS}(оп) от напряжения трансформируется в линейную (**см. Рис. 2**).

Теперь становится возможным значительно расширить границы использования технологии поверхностного монтажа.

Стойкость транзисторов CoolMOS™ к лавинному пробою позволяет увеличить диапазон допустимых мощностей при использовании ограничительного стабилитрона (Zener).

Рис. 2. Заависимость открытого канала R_{DS}(on) от напряжания

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Максимальный ток, А	Выходная мощность, Вт при входном напряжении 85...270 В (АС)
TDA16831	DIP-8	0.6	10
TDA16832	DIP-8	1.2	20
TDA16833	DIP-8	2.2	30
TDA16834	SOP-14	0.6	10
TDA16835	SOP-14	1.2	20
TDA16836	TO-220	4.4	80
TDA16837	TO-220	7.5	150
TDA16838	TO-220	10	200

МОП-ТРАНЗИСТОРЫ СЕМЕЙСТВА Cool MOS™

ОСОБЕННОСТИ

- Новейшая высоковольтная технология
- Сверхнизкий заряд затвора
- Стойкость к лавинному пробою
- Высокое значение скорости нарастания тока di/dt
- Оптимизироаанная ёмкость
- Высокая помехоустойчивость
- Защитный диод между выводами сток и исток

ПРИМЕНЕНИЕ

- Балласт для ламп дневного света
- Зарядные устройства
- Импульсные источники питания малой и средней мощности
- Импульсные источники питания большой мощности
- Резонансные мостовые преобразователи
- Корректоры коэффициента мощности
- Преобразователи напряжения для сварочных аппаратов

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

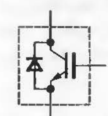
V_{DS} [В]	Прибор	$R_{DS}(on)$ [Ом]	$V_{GS}(th)$ [В]	I_D [А]	Корпус
600	SPW47N60S5	0.07	3.5...5.5	47	TO-247
	SPW20N60S5	0.19	3.5...5.5	20	
	SPW11N60S5	0.38	3.5...5.5	11	
600	SPP20N60S5	0.19	3.5...5.5	20	TO-220
	SPP11N60S5	0.38	3.5...5.5	11	
	SPP07N60S5	0.60	3.5...5.5	7.3	
	SPP04N60S5	0.95	3.5...5.5	4.5	
	SPP03N60S5	1.40	3.5...5.5	3.2	
	SPP02N60S5	3.00	3.5...5.5	1.8	
600	SPB20N60S5	0.19	3.5...5.5	20	TO-263 (D2Pak/TO-220SMD)
	SPB11N60S5	0.38	3.5...5.5	11	
	SPB07N60S5	0.60	3.5...5.5	7.3	
	SPB04N60S5	0.95	3.5...5.5	4.5	
	SPB03N60S5	1.40	3.5...5.5	3.2	
	SPB02N60S5	3.00	3.5...5.5	1.8	
600	SPU07N60S5	0.60	3.5...5.5	7.3	TO-251 (I-Pak)
	SPU04N60S5	0.95	3.5...5.5	4.5	
	SPU03N60S5	1.40	3.5...5.5	3.2	
	SPU02N60S5	3.00	3.5...5.5	1.8	
	SPU01N60S5	6.50	2.0...4.0	0.8	
600	SPD07N60S5	0.60	3.5...5.5	7.3	TO-252 (D-Pak)
	SPD04N60S5	0.95	3.5...5.5	4.5	
	SPD03N60S5	1.40	3.5...5.5	3.2	
	SPD02N60S5	3.00	3.5...5.5	1.8	
	SPD01N60S5	6.50	2.0...4.0	0.8	
600	SPN04N60S5	0.95	3.5...5.5	4.5	SOT223
	SPN03N60S5	1.40	3.5...5.5	3.2	
	SPN02N60S5	3.00	3.5...5.5	1.8	
	SPN01N60S5	6.50	2.0...4.0	0.8	

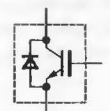
8

IGBT-ТРАНЗИСТОРЫ

ОСОБЕННОСТИ

- Новейщая высоковольтнвя технология
- Частотв переключения до 300 кГц
- Модификации:
  Fast IGBT (без защитного диода) DuoPack (с звщитным диодом)





- Удобство пераллельного включения
- Малый и не зависящий от температуры "хвостовой" ток
- Малые прямые потери и потери переключения

ПРИМЕНЕНИЕ

- Мощные дрвйверы (выходные усилители-формироватепи)
- Корректоры коэффициента мощности
- Резонансные преобразоввтели напряжения с переключением при нулевом токе, нулевом нвпряжении, фазовым сдвигом
- Импульсные источники питания
- Сварочные вппараты

Серия	Постоянный ток при $T_C = 100°C$ [A]	Постоянный ток при $T_C = 25°C$ [A]	TO-251 (I-Pak)	TO-252 (D-Pak)	TO-263 (D2-Pвk)	TO-220	TO-247
			600 В				
Fasl IGBT	2	6	SGU02N60	SGD02N60	SGB02N60	SGP02N60	
	4	9	SGU04N60	SGD04N60	SGB04N60	SGP04N60	
	6	12	SGU06N60	SGD06N60	SGB06N60	SGP06N60	
	10	21			SGB10N60	SGP10N60	SGW10N60
	15	31			SGB15N60	SGP15N60	SGW15N60
	20	40			SGB20N60	SGP20N60	SGW20N60
	30	41			SGB30N60	SGP30N60	SGW30N60
DuoPack	2	6			SKB02N60	SKP02N60	
	4	9			SKB04N60	SKP04N60	
	6	12			SKB06N60	SKP06N60	
	10	21			SKB10N60	SKP10N60	SKW10N60
	15	31			SKB15N60	SKP15N60	SKW15N60
	20	40					SKW20N60
	30	41					SKW30N60
			1200 В				
Fast IGBT	2	7			SGD02N120 SGB02N120 SGP02N120		
	7	18				SGB07N120 SGP07N120	
	15	33				SGB15N120 SGP15N120 SGW15N120	
	25	50					SGW25N120
DuoPack	2	7				SKB02N120 SKP02N120	
	7	18					SKW07N120
	15	33					SKW15N120
	25	50					SKW25N120

intersil

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Intersil Corporation :

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ INTERSIL CORPORATION

AC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выход	Выходной ток, мА	Тип преобразователя	Особенности	Корпус
CA3059	24, 120, 208/230, 277	6...7	Внешний тиристор	84...240	Схема потенциального управления тиристором	Работа от сетевого напряжения, дифференциальный вход, малый синфазный входной ток 1 мкА, защита от короткого замыкания, работа на постоянном напряжении, максимальное постоянное напряжение питания 14 В	DIP-14
CA3079	24, 120, 208/230, 277	6...7	Внешний тиристор	84...240	Схема потенциального упраөления тиристором	Работа от сетевого напряжения, дифференциальный вход, малый синфазный входной ток 2 мкА, защита от короткого замыкания, работа на постоянном напряжении, максимальное постоянное напряжение питания 10 В	DIP-14

БЕЗЫНДУКТИВНЫЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Ток потребления, мА	Частота, кГц	Особенности	Корпус
ICL7660/A	1.5...10/1.5...12	−1.5...−10/ −1.5...−12	0.5/0.165	10	КПД преобразования мощности 98%, КПД преобразования напряжения в режима холостого хода 99.9%, малое количество навесных элементов	DIP-8, SOP-8, TO-5-8
ICL7660S	1.5...12	−1.5...−12	0.16	10	Высокий КПД преобразования мощности 96%, не требуется внешний диод, КПД преобразования напряжения в режиме холостого хода 99%, малое количество навесных элементов	DIP-8, SOP-8, TO-5-8
ICL7662	4.5...20	−4.5...−20	0.6	10	Высокий КПД преобразования мощности 96%, не требуется внешний диод, КПД преобразования напряжения в режиме холостого хода 99.9%, малое количество навесных элементов	DIP-8, SOP-14, TO-5-8

ИНДУКТИВНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Понижающие DC/DC-преобразователи с синхронным выпрямлением

Прибор	Выход	Выходной ток, А	Применение	Управление	Чвстота, кГц	Особенности	Корпус
HIP5010/11	Синхронный выпрямитель	17	Конвертер с синхронным выпрямлением	ШИМ-вход	1000	Повышенная эффективность преобразования, малые значения рабочего тока	SOP-16, SIP-7
HIP5015/16	Синхронный выпрямитель	15	Конвертер с синхронным выпрямлением	ШИМ-вход	1000	Повышенный КПД преобразования, малые значения рабочего тока	SIP-7

С электрической развязкой

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Модулятор	Частота, кГц	Применение (преобразователь)	Режим управления	Особенности	Корпус
CA1523	11...15	—	−200...+300	ЧШИМ	200	Сетевой, пониж., повыш.	Напряжение	Дистанционное включение/выключение, мягкий запуск, защита от перегрузки по току	DIP-14
CA1524/ 2524/3524	8...40	—	100	ШИМ	100	ШИМ-модулятор, одно-/двухтактный	Напряжение	Отдельные выводы для одно- и двухтактной работы, встроенный источник опорного напряжения, дежурный режим	DIP-16

Без электрической развязки

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Модулятор	Частота, кГц	Применение (преобразователь)	Режим управления	Особенности	Корпус
ВНУТРЕННИЙ КЛЮЧ									
HIP5020	4.5...18	—	3.5	ШИМ	100...1000	Конвертер с синхронным выпрямлением	Напряжение, ток	Высокий КПД 95%, автоматический выбор режима управления, защита от перегрузки по току	SOP-28
HIP5060	27...45	—	10	ШИМ	1000	Повыш.	Ток	Встроенный ДМОП-транзистор на 60 В/10 А, защита от перегрузок по температуре, току и напряжению, выход синхронизации, встроенный ИОН на 5.1 В	Кристалл
HIP5061	10.8...60	—	5 (DC)	ШИМ	250	Повыш., пониж., прямоходовой, обратноходовой	Ток	Встроенный ДМОП транзистор на 60 В/7 А, защита от перегрузок по температуре и току, встровнный ИОН на 5.1 В, компенсация наклона "пилы"	SIP-7
HIP5062	26...42	—	5	ШИМ	1000	Повыш.	Ток	2 схемы управления на одном кристалле, два встроенных ДМОП-транзистора на 60 В/5 А, защита от перегрузок по температуре, току и напряжению, выход синхронизации, встроенный ИОН на 5.1 В	Кристалл
HIP5063	10...45	—	10	ШИМ	1000	Повыш.	Ток	Встроенный ДМОП-транзистор на 60 В/10 А, защита от перегрева, высокое быстродействие	Кристалл
ВНЕШНИЙ КЛЮЧ									
HIP6002	5, 12	2...3.5	0.3	ШИМ	200	Пониж., синхронный выпрямитвль	Напряжение	Высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1% (max), 4 входа управления выходным напряжением, защита от перегрузки по напряжению и току	SOP-20
HIP6003	5, 12	2...3.5	0.5	ШИМ	200	Пониж.	Напряжение	Высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1% (max), 4 ахода управления выходным напряжением, защита от перегрузки по напряжению и току	SOP-16
HIP6004	5, 12	1.3...3.5	0.5	ШИМ	200	Пониж., синхронный выпрямитель	Напряжение	Высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1% (max), 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением, защита от перегрузки по напряжению и току	SOP-20
HIP6004A	5, 12	1.8...3.5	0.5	ШИМ	200	Пониж., синхронный выпрямитель	Напряжение	Высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1% (max), 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением, защита от перегрузки по напряжению и току	SOP-20
HIP6004B	5, 12	1.3...3.5	0.5	ШИМ	200	Пониж., синхронный выпрямитель	Напряжение	Высокое быстродействие, нвстабильность выходного напряжения ±1% (max), 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением, защита от перегрузки по напряжению и току	SOP-20, TSSOP-20
HIP6005	5, 12	1.3...3.5	0.5	ШИМ	200	Пониж.	Напряжение	Высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1% (max), 5 ТТЛ-аходов управления выходным напряжением, защита от перегрузки по напряжению и току	SOP-20
HIP6005A	5, 12	1.8...3.5	0.5	ШИМ	200	Пониж.	Напряжение	Высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1% (max), 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением, защита от перегрузки по напряжению и току	SOP-20
HIP6005B	5, 12	1.3...3.5	0.5	ШИМ	200	Пониж.	Напряжение	Высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1% (max), 5 ТТЛ-аходов управления выходным напряжением, защита от перегрузки по напряжению и току	SOP-20, TSSOP-20
HIP6006	5, 12	1.27 (min)	0.5	ШИМ	200	Пониж., синхронный выпрямитвль	Напряжение	Высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1% (max), защита от перегрузки по току	SOP-14
HIP6007	5, 12	1.27 (min)	0.5	ШИМ	200	Пониж.	Напряжение	Высокое быстродействие, нвстабильность выходного напряжения ±1% (max), защита от перегрузки по току	SOP-14
HIP6008	5, 12	2.0...3.5	0.5	ШИМ	200	Пониж.	Напряжение	Высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1.5% (max), защита от перегрузки по напряжению и току, 4 входа управления выходным напряжением	SOP-16
HIP6011	5, 12	1.27 (min)	0.5	ШИМ	200	Пониж.	Напряжение	Высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1.5% (max), защита от перегрузки по напряжению и току	SOP-14
HIP6012	5, 12	1.27 (min)	0.5	ШИМ	200	Пониж., синхронный выпрямитель	Напряжение	Высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1.5% (max), защита от перегрузки по току	SOP-14
HIP6013	5, 12	1.27 (min)	0.5	ШИМ	200	Пониж.	Напряжение	Высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1.5% (max), защита от перегрузки по току	SOP-14
HIP6014	5, 12	1.8...3.5	0.5	ШИМ	200	Пониж., синхронный выпрямитвль	Напряжение	Высокое быстродействие, нвстабильность выходного напряжения ±1.0% (max), защита от перегрузки по напряжению и току, 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением	SOP-20
HIP6015	5, 12	1.8...3.5	0.5	ШИМ	200	Пониж.	Напряжение	Высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1.0% (max), защита от перегрузки по напряжению и току, 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением	SOP-20
HIP6016	3.3, 5, 12	1.3...3.5	1	ШИМ	200	ШИМ контроллер, сдвоенный линейный стабилизатор	Напряжение	3 выходных напряжения, высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1.0% (max) для ШИМ выхода и 2.5% для других выходов, защита от перегрузки по напряжению и току, 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением	SOP-28

8

Без электрической развязки (продолжение)

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Модулятор	Частота, кГц	Применение (преобразователь)	Режим управления	Особенности	Корпус
						ВНЕШНИЙ КЛЮЧ			
HIP6017	3.3, 5, 12	1.8...3.5	1	ШИМ	200	ШИМ контроллер, сдвоенный линейный стабилизатор	Напряжение	3 выходных напряжения, высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения ±1.0% (max) для ШИМ выхода и 2.5% для других выходов, защита от перегрузки по напряжению и току, 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением	SOP-28
HIP6018	3.3, 5, 12	1.8...3.5	1	ШИМ	200	ШИМ контроллер, сдвоенный линейный стабилизатор	Напряжение	3 выходных напряжения, высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения не более ±1.0% для ШИМ выхода и 2.5% для других выходов, защита от перегрузки по напряжению и току, 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением	SOP-24
HIP6018B	3.3, 5, 12	1.3...3.5	1	ШИМ	200	ШИМ контроллер, сдвоенный линейный стабилизатор	Напряжение	3 выходных напряжения, высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения не более ±1.0% для ШИМ выхода и 2.5% для других выходов, защита от перегрузки по напряжению и току, 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением	SOP-24
HIP6019	5, 12	1.8...3.5	1	ШИМ	200	Сдвоенный ШИМ контроллер, сдвоенный линейный стабигизатор	Напряжение	4 выходных напряжения, высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения не более ±1.0% для ШИМ выхода и 2.5% для других выходов, защита от перегрузки по напряжению и току, 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением	SOP-28
HIP6019B	5, 12	1.3...3.5	1	ШИМ	200	Сдвоенный ШИМ контроллер, сдвоенный линейный стабилизатор	Напряжение	4 выходных напряжения, высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения не более ±1.0% для ШИМ выхода и 2.5% для других выходов, защита от перегрузки по напряжению и току, 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением	SOP-28
HIP6020	5, 12	1.3...3.5	1	ШИМ	200	Сдвоенный ШИМ контроллер, сдвоенный линейный стабилизатор	Напряжение	4 выходных напряжения, высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения не более ±1.0% для ШИМ выхода, 3% AGP и 2.5% для других выходов, защита от перегрузки по напряжению и току, 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением	SOP-28
HIP6021	5, 12	1.3...3.5	1	ШИМ	200	ШИМ контроллер, три линейных стабилизатора	Напряжение	4 выходных напряжения, высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения не более ±1.0% для ШИМ выхода и 3% для других выходов, защита от перегрузки по напряжению и току, 5 ТТЛ-входов управления выходным напряжением	SOP-28
HIP6028	3.3, 5, 12	1.3...3.5	1	ШИМ	200	ШИМ контроллер, сдвоенный линейный стабилизатор	Напряжение	3 выходных напряжения, встроенная поддержка ACPI-блокировки, высокое быстродействие, нестабильность выходного напряжения не более ±1.0% для ШИМ и 2.5% для других выходов	SOP-24

intersil

HIP5020

КОНТРОЛЛЕР ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С СИНХРОННЫМ ВЫПРЯМЛЕНИЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- Встроенные *n*-канальные МОП-транзисторы верхнего ключа и синхронного выпрямителя, каждый . . . . 75 Ом
- Широкий диапазон входного напряжения . . . 4.5...18 В (DC)/5..12 NiCd батарей
- Широкий диапазон нагрузки . . . . до 3.5 А (DC)
- Автоматическое переключение режимов работы:
  - управление по току . . . . при аысоких токах нагрузки
  - управленне по напряженню . . . . при слаботочной нагрузке
- Простота и гибкость использования:
  - примеры готовых применений
  - оптимизацня пользователем небольшим количеством внешних элементов
  - наличне программного обеспечения для расчёта и конструирования
- Встроенный датчик тока (с малыми потерямн)
- Защита от перегрузки по току
- Адаптируемое мёртвое время
- Частота переключения ШИМ . . . . 100...1000 кГц
- Корпус типа SO-20 с улучшенным рассеиванием тепла

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема HIP5020 представляет собой высокоэффективный контроллер понижающего преобразователя с синхронным выпрямлением и встроенными мощными МОП-транзисторами. Внутренний датчик тока позволяет обойтись без внешнего резистора и, тем самым, снизить потребляемую мощность. Контроллер реализует два метода стабилизации: управление по току для достижения превосходной нагрузочной характеристики при высоких уровнях тока и управление по напряжению для эффективной работы при низких токах.

Контроллер HIP5020 обеспечивает высокую степень гибкости. Небольшое количество внешних компонентов отвечают за установку частоты переключений, время мягкого запуска и граничное значение тока переключения между различными режимами стабилизации. Эти регулировки позволяют разработчику лучше оптимизировать соотношение стоимости, эффективности и размера разработки.

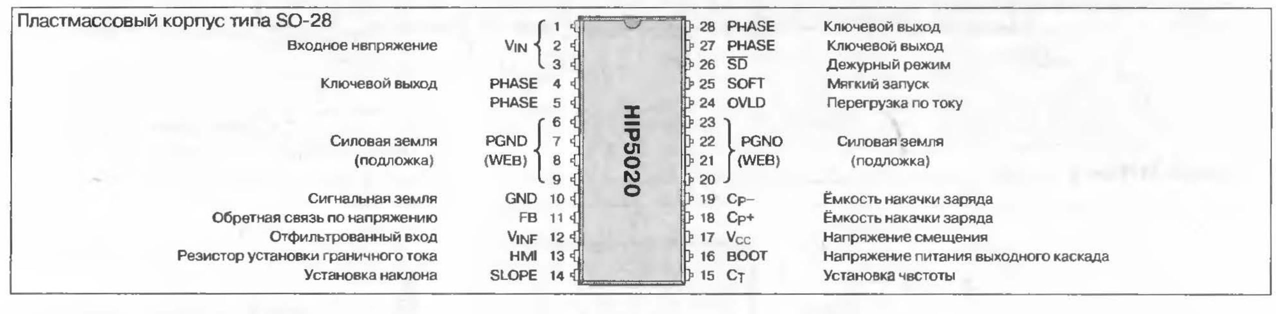
ПРИМЕНЕНИЕ

- Компьютеры классов "notebook"
- Портативные устройства телекоммуннкации
- Портативное оборудование

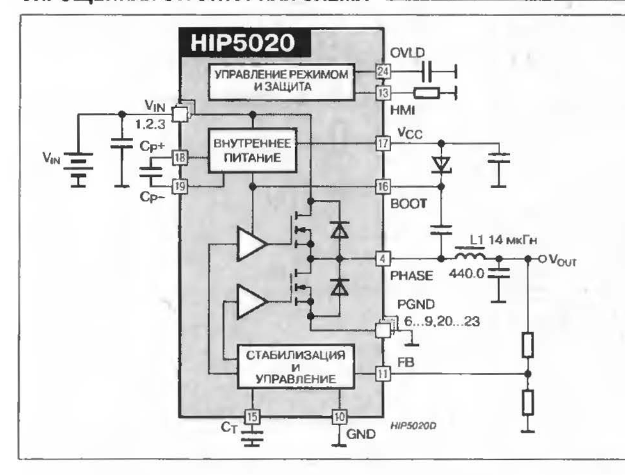
ТИПОНОМИНАЛЫ

ТИПОНОМИНАЛ	КОРПУС	ТЕМПЕРАТУРА, °С
HIP5020DB	SO-28	0...+70

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



УПРОЩЕННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



Зависимость эффективности от тока нагрузки

КПД, %

$V_{IN} = 6V$, $V_O = 5V$

$V_{IN} = 5V$, $V_O = 3.3V$

Ток нагрузки, А

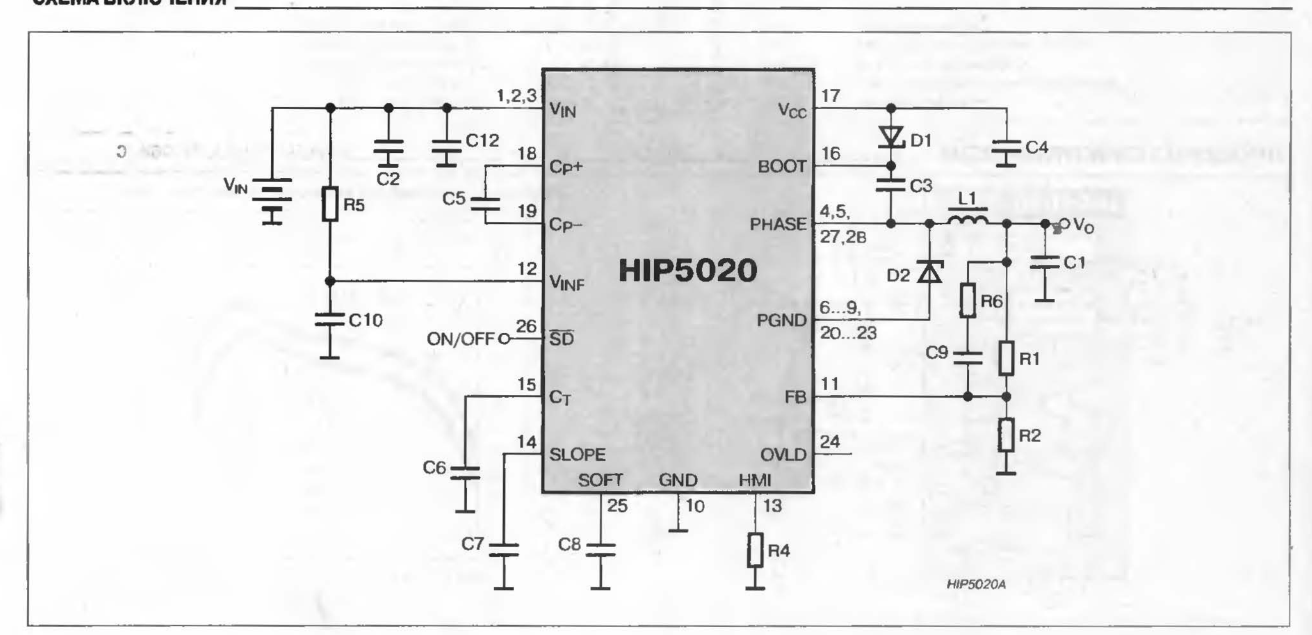
HIP5020G

8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

HIP5020
Cp+ 19
Cp− 18
VCC 17
VIN 1, 2, 3
BOOT 16
СТАБИЛИЗАТОР С НАКАЧКОЙ ЗАРЯДА
ГЕНЕРАТОР
CT 15
S
ШИМ-ТРИГГЕР
ШИМ
R
УПРАВЛЕНИЕ ЗАТВОРОМ ВЕРХНЕГО ТРАНЗИСТОРА
SLOPE 14
ФОРМИРОВ. НАКЛОНА
ШИМ-КОМПАРАТОР
ДАТЧИК ТОКА
Σ
SD 26
ЛОГИКА УПРАВЛЕНИЯ РЕЖИМОМ
ПУСК
ЗАЩИТА ОТ ПЕРЕГРУЗКИ ПО ТОКУ
ФАЗА
4, 5, 27, 28 PHASE
SOFT 25
МЯГКИЙ ЗАПУСК
VINF 12
ИОН 1.26 В
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ
УПРАВЛЕНИЕ ЗАТВОРОМ НИЖНЕГО ТРАНЗИСТОРА
VCC
20 мкА
FB 11
HMI 13
OVLD 24
10
PGND 6...9,20...23
HIP5020B

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



intersil

HIP6015

ПОНИЖАЮЩИЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР С КОНТРОЛЕМ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Управляет *n*-канальным МОП-транзистором
- Входное напряжение .... 5...12 В
- ШИМ с управлением по напряжению
- Высокое быстродействие:
  - широкополосный усилитель ошибки
  - рабочий цикл .... 0...100%
- Отличная стабильность выходного напряжения, во всём диапазоне входного напряжения и температуры .... ±1%
- 5-разрядный ТТЛ-совместимый ЦАП для управления выходным напряжением:
  - широкий диапазон .... 1.8...3.5 В (DC)
  - шаг изменения от 2.1 до 3.5 В .... 0.1 В
  - шаг изменения от 1.8 до 2.05 В .... 0.05 В
- Контроль выходного напряжения
- Схема контроля перенапряжения и перегрузки по току не требует дополнительных токочувствтительных элементов и использует сопротивление канала открытого МОП-транзистора
- Небольшие размеры преобразователя:
  - постоянная частота .... 200 кГц
  - несинхронизируемый генератор с возможностью регулировки чвстоты в диапазоне .... 50...1000 кГц

ПРИМЕНЕНИЕ

- Источники питания для процессоров Pentium™, Pentium™ Pro, Pentium II™, PowerPC™, K6™, 6x86™, Alpha™
- Мощные DC/DC-конвертеры 5 В в 3.х В
- Низкоаольтные распределённые источники питания

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Прибор HIP6015 обеспечивает все функции управления, мониторинга и защиты, необходимые в понижающем DC/DC-преобразователе, оптимизированном для питания высокопроизводительных микропроцессоров. Он предназначен для управления *n*-канальным МОП-транзистором.

Выходное напряжение конвертера легко и точно регулируется. Схема включает 5-разрядный ТТЛ-совместимый ЦАП, изменяющий выходное напряжение от 2.0 до 3.5 В (DC) с шагом 0.1 В, а от 1.8 до 2.05 В (DC) – с шагом 0.05 В. Прецизионный ИОН и стабилизатор с управлением по напряжению поддерживают выбранное напряжение с точностью ±1% во всём диапазоне входного напряжения и температуры.

В микросхеме используется простое, с одной петлёй ОС, быстродействующее управление по напряжению. Оно включает несинхронизируемый генератор пилообразного напряжения на 200 кГц с возможностью регулировки от 50 кГц до более чем 1 МГц. Усилитель ошибки характеризуется высоким значением произведения коэффициента усиления на полосу пропускания – 15 МГц и скоростью нарастания 6 В/мкс, что обеспечивает высокое быстродействие конвертера. Рабочий цикл ШИМ может изменяться от 0 до 100%.

Микросхема HIP6015 отслеживает напряжение на выходе посредством эталонного компаратора, уровни которого определяются ЦАП, и выдаёт сигнал PG (Power Good) при условии соответствия выходного напряжения заданной величине с точностью ±10%. Защита от перегрузки по току осуществляется подавлением ШИМ. Встроенная защита от перенапряжения (OVP) управляет внешним тиристором, шунтирующим входное питание. HIP6015 для контроля тока использует сопротивление открытого канала $r_{DS(ON)}$ верхнего МОП-транзистора, что позволяет отказвться от токочувствительного резистора.

ТИПОНОМИНАЛЫ

ТИПОНОМИНАЛ	КОРПУС	ТЕМПЕРАТУРНЫЙ ДИАПАЗОН, °С
HIP6015CB	SO-20	0...+70

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SO-20

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вход компараторов PG и OVP	V_{SEN}	1	20	R_T	Подстройка генератора
Порог перегрузки по току	OCSET	2	19	OVP	Выход OVP
Мягкий запуск	SS	3	18	V_{CC}	Напряжение питания
Входы установки выходного напряжения	$V_{ID}0$	4	17	n.c.	Не используется
Входы установки выходного напряжения	$V_{ID}1$	5	16	n.c.	Не используется
Входы установки выходного напряжения	$V_{ID}2$	6	15	BOOT	Питание схемы управления МОП-транзистором
Входы установки выходного напряжения	$V_{ID}3$	7	14	UGATE	Затвор верхнего МОП-транзистора
Входы установки выходного напряжения	$V_{ID}4$	8	13	PHASE	Исток верхнего МОП-транзистора
Выход усилителя ошибки	COMP	9	12	PG	Состояние выходного напряжения
Инвертирующий вход усилителя ошибки	FB	10	11	GND	Земля

HIP6015

8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

LINEAR TECHNOLOGY

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Linear Technology Corporation:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ LINEAR TECHNOLOGYCORPORATION

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ЗАРЯДНЫХ УСТРОЙСТВ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Частота, кГц	Корпус
LT1510	2.7...30	2...20	1500	200	SO-8, SOP-16, DIP-8
LT1511	2.7...30	1...25	3000	200	SOP-24W
LT1512	2.7...30	2...23	1500	500	PDIP-8, SOP-8

КОНДЕНСАТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Тип	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Частота, кГц	Корпус
LT1026	4...10	±4...±18	10	—	CDIP-8, PDIP-8, TO-5-8
LTC1044	1.5...9	$\pm V_{IN}$	R_{OUT} = 100 Ом	1...5	DIP-8, TO-5-8
LTC1044A	1.5...12	$\pm V_{IN}$	R_{OUT} = 100 Ом	1...5	DIP-8, SOP-8
LTC1044CS8	1.5...9	$\pm V_{IN}$	R_{OUT} = 100 Ом	2...6	SOP-8
LTC1046	1.5...6	$\pm V_{IN}$	50	4...20	DIP-8, SOP-8
LT1054	3.5...15	$\pm V_{IN}$	100	25	DIP-8, SOP-8, TO-5-8
LTC1144	2...18	$\pm V_{IN}$	R_{OUT} = 100 Ом	4...10	DIP-8, SOP-8
LTC1261	3...8	−1.25...−8	15	550	SOP-8, MSOP-8
LTC1262	4.75...5.5	12.6	30	300	SOP-8, DIP-8
LTC1263	4.75...5.5	12	60	300	SOP-8
LTC1429	3...8	−1.25...−8	8	100...2000	SOP-8, SOP-14
LTC1502	0.9...1.8	3.3	10	500	MSOP-8, SOP-8
LTC1503	2.4...6	1.8/2	100	600	MSOP-8, SOP-8
LTC1514	2...10	3.3/5	50	650	SOP-8
LTC1515	2...10	3/3.3/5	50	650	SOP-8
LTC1516	2...5	5	20/50	600	SOP-8
LTC1517-3.3	2...4.4	3.3	8/15	700	SOT-23-5
LTC1517-5	2.7...5	5	10/20	800	SOT-23-5
LTC1522	2.7...5	5	10/20	700	MSOP-8, SOP-8
LTC1550	4.5...6.5	−4.1, Рег.	10	900	MSOP-8, SOP-8, SOP-16
LTC1550L/51L	2.7...5.5	-4.1/-2/-2.5	20	900	MSOP-8, SOP-8, SSOP-8
LTC1682/3.3/5	1.8...4.4.	3.3/5/Рег.	50	550	MSOP-8, SOP-8
LTC1754-5	2.7...5.5	5.0	25/50	700	SOT-23-6
LTC660	1.5...5.5	$\pm V_{IN}$	100	10...80	DIP-8, SOP-8

ПОВЫШАЮЩИЕ (BOOST) ИНДУКТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Максимальное напряжение на ключе, В	Опорное напряжение/ напряжение ОС, В	Выходной ток, мА (Импульсный ток ключа, мА)	Частота, кГц	Корпус
LT1070	3...60	Рег.	65	1.24	(5000)	40	TO-3-4, TO-220-5
LT1071	3...60	Рег.	65	1.24	(2500)	40	TO-3-4, TO-220-5, DD-5
LT1072	3...60	Рег.	65	1.24	(1250)	40	TO-3-4, TO-220-5, DIP-8, SOP-8, SOP-16
LT1073/5/12	1.0...12.0	Рег./5/12	50	0.22/5/12	(1000)	20	DIP-8, SOP-8

ПОВЫШАЮЩИЕ (BOOST) ИНДУКТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Максимальное напряжение на ключе, В	Опорное напряжение/ напряжение ОС, В	Выходной ток, мА (Импульсный ток ключа, мА)	Частота, кГц	Корпус
LT1082C	3...75	Рег.	100	16	(1000)	60	TO-220-5, DIP-8, DD-5
LT1082HV	3...60	Рег.	75	16	(1250)	40	TO-220-5, DIP-8, DD-6
LT1106CF	3.3...5	12	20	—	60	500	TSSDP-20
LT1107/-5/-12	2...30	Рег./5/12	50	1.25/5/12	(1500)	63	DIP-8, SOP-8
LT1108/-5/-12	2...30	Рег./5/12	50	1.25/5/12	(1000)	20	DIP-8, SDP-8
LT1109/-5/-12	3...20	Рег./5/12	50	1.25/5/12	200/120	120	DIP-8, SOP-8, TO-92-3
LT1110/-5/-12	1.5...15	Рег./5/12	50	0.22/5/12	(1000)	70	DIP-8, SOP-8
LT1111/-5/-12	2.0...12.6	Рег./5/12	50	1.25/5/12	200	72	DIP-8, SOP-8
LT1170	3...(40...60)	Рег.	60...75	1.25	5000	100	TO-3-4, DD-5, TO-220-5
LT1171	3...(40...60)	Рег.	60...75	1.25	2500	100	TO-3-4, DD-5, TO-220-5
LT1172	3...(40...60)	Рег.	60...75	1.25	1250	100	DIP-8, SOP-8, SOP-16, TO-3-4, DD-5, TO-220-5
LT1173/-5/-12	2...12.6	5/12/Рег.	50	1.25/5/12	(1000)	23	DIP-8, SOP-8
LT1268/B	3.5...30	Рег.	60	1.25	(7500)	150	DD-5, TO-220-5, SOP-20
LT1269	3.5...30	Рег.	60	1.25	(4000)	60	TO-220-5
LT1270	3.5...29	Рег.	60	1.25	(8000)	60	TO-220-5
LT1270A	3.5...30	Рег.	60	1.25	(10000)	60	DD-5, TO-220-5,
LT1271	3.5...30	Рег.	60	1.25	(4000)	100	DD-5, TO-220-5, SOP-20
LT1300	1.8...10	3.3/5	20	3.3/5	200	155	DIP-8, SOP-8
LT1301	2...10	5/12	20	1.25/5	120	155	PDIP-8, SOP-8
LT1302/-5	2...10	Рег./5	25	1.25/5	600/120	220	PDIP-8, SOP-8
LT1303/-5	2...10	Рег./5	25	1.25/5	200	155	SOP-8
LT1304/-3.3/-5	1.5...8	Рег./3.3/5	25	1.25/3.3/5	200	< 300	SDP-14, SDP-8
LT1305	2...10	Рег.	25	1.25	200	150	SOP-8
LT1306	1.8...10	Рег.	—	1.25	(2000)	300	MSOP-8, SDP-8
LT1307/B	1...12	Рег.	30	1.22	(600)	600	SOP-8
LT1308	1...10	Рег.	30	1.22	(1000)	600	SOP-8
LT1309	3.3...5.5	12	20	1.24	60	500	MSOP-8, SOP-8
LT1316	1.5...12	Рег	30	1.17	(500)	100	MSDP-8, SOP-8
LT1317/B	1.5...12	Рег	30	1.24	(500)	600	DD-5, TO-220-5
LT1370	2.7...30	Рег	44	1.25	(6000)	500	DD-7, SOP-20, TO-220-7
LT1371	2.7...30	Рег.	35	1.24	(3000)	500	PDIP-8, SOP-8
LT1372	2.7...30	Рег.	35...42	1.25	(1500)	500	PDIP-8, SOP-8
LT1373	2.7...30	Рег.	35...42	1.25	(1500)	250	PDIP-8, SOP-8
LT1377	2.7...30	Рег.	35	1.25	(1500)	1000	SOP-8, DIP-8
LT1424-5	3...20	5	35	–	400[1)]	285	PDIP-8, SO-8
LT1424-9	3...20	9	35	–	200[1)]	285	PDIP-8, SO-8
LT1425	2.8...20	-9	35	–	200[1)]	285	SOP-16
LT1500/01	1.8...15	Рег.	30	1.26	(700)	500	SOP-8, SOP-14, SOP-16
LT1534	2.7...23	Рег.	30	1.25	(2000)	20...250	SDP-16
LT1572	3...30	Рег.	60	1.24	(1250)	100	SDP-16
LT1610	0.9...8	Рег.	30	1.24	(600)	1700	MSDP-8, SOP-8
LT1611	0.9...10	Рег., отриц.	36	−1.23	(800)	1400	SOT-23-5
LT1613	0.9...10	Рег.	36	1.23	(800)	1400	SOT-23-5
LT1614	1.1...6	Рег., отриц.	30	1.24	(500)	600	MSOP-8, SOP-8
LT1615	1.2...15	Рег./3.3	36	1.23	(350)	–	SOT-23-5
LT1680	< 20	Рег.	60	5	Вн.	200	PDIP-16, SOP-16
LT1949	3.3	Рег.	30	1.24	800	600	MSOP-8

Примечание
1) Ток нагрузки, подключенной к вторичной обмотке трансформатора

8

ПОНИЖАЮЩИЕ (BUCK) ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Опорное напряжение, В	Выходной ток, мА (Импульсный ток ключа, мА)	Частота, кГц	Корпус
LT1074	4...18.5	3.3/5/Рег.	2.21	(1000)	—	TO-220-5, TO-220-7, TO-3-4
LTC1147/-3.3/-5	3.5...16	2/5	1.25	2000	400	SOP-8
LTC1148/-3.3/-5	3...20	3.3/5/Рег.	1.25	Вн., синхр.	< 250	SOP-14, DIP-14
LTC1149-3.3/-5	< 48	3.3/5/Рег.	1.25	Вн., синхр.	< 250	SOP-14, DIP-14
LTC1159/-3.3/-5	4...40	3.3/5/Рег.	1.25	Вн., синхр.	< 250	SSOP-20, SOP-16, PDIP-14
LTC1174/-3.3/-5	4...18	3.3/5/Рег.	1.25	(1000)	200	DIP-8, SOP-8
LT1176/-5	10...36	5/Рег.	2.21	(1250)	100	DIP-8, SOP-20
LT1241/2/3/4/5	7.5...25	Рег.	2.5	(1000)	500	PDIP-8, CERDIP-8, SOP-8
LTC1265/-3.3/-5	4...12	3.3/5/Рег.	1.25	(1200)	<700	SOP-14
LTC1266/-3.3/-5	3.5...20	3.3/5/Рег.	1.25/1.75	Вн., синхр.	400	SOP-14
LT1339	12...60	Рег.	5	Вн., синхр.	150	PDIP-20, SOP-20W
LT1374	3...25	Рег.	2.45	(4500)	500	DD-7, TO-220, SOP-8
LT1375/6	5.5...25	Рег.	2.42	(1500)	500	DIP-8, SOP-8, SOP-16
LTC1430	< 13	Рег.		Вн., синхр.	200	SOP-8, SOP-16
LTC1433	3...13	Рег./3.3/5	1.9/3.3/5	(600)	700	SSOP-16
LTC1434	3...13	Рег./3.3/5	1.9/3.3/5	(600)	700	SSOP-20
LTC1435A	3.5...36	Рег./3.3/5	1.19	Вн., синхр.	125	SOP-16
LTC1435	3.5...36	Рег./3.3/5	1.19	Вн., синхр.	125	SOP-16, SOP-20
LTC1436/7	3.5...36	Рег./3.3/5	1.9/3.3/5	Вн., синхр.	125	SSOP-24, SSOP-28
LTC1474/5	4...20	3.3/5/Рег.	1.23/3.3/5	750	500	MSOP-8, SOP-8
LTC1504/-3.3	4...10	3.3/Рег.	1.26/3.3	(1000)	200	DD-7, SOP-8
LT1506/-3.3	5...25	3.3/Рег.	3.3/2.42	4500	500	DD-7, SOP-8
LT1507/-3.3	4...16	3.3/Рег.	3.3/2.42	(1500)	500	SOP-8, PDIP-8
LT1524/3524	8...40	Рег.	5	Вн., 2-такт.	100	CDIP-16, PDIP-16
SG1524/3524	8...40	Рег.	5	Вн., 2-такт.	100	CDIP-16, PDIP-16
LT1525A/3525A	8...35	Рег.	5.1	Вн., 2-такт.	100...400	CDIP-16, PDIP-16
LT1527A/3527A	8...35	Рег.	5.1	Вн., 2-такт.	100...400	CDIP-16, PDIP-16
LT1526	8...35	Рег.	5	Вн., 2-такт.	400	CDIP-18, PDIP-18
LTC1530	4...10	Рег.	3.3	Вн., синхр.	300	SOP-8
LTC1538/9	3.5...36	Рег./3/5	1.9/3.3/5	Вн., синхр.	400	SSOP-28, SSOP-36
LTC1553	5...20	1.8...3.5	-	Вн., синхр.	300	SSOP-20
LTC1574/-3.3/-5	4...18	Рег./3.3/5	1.25/3.3/5	(1000)	200	SOP-16
LT1576	5...25	Рег.	1.21	(1500)	200	SOP-8
LTC1622	2...10	Рег.	0.8	(1000)	550	MSOP-8, SOP-8
LTC1624	3.5...36	Рег.	1.19	Вн.	200	SOP-8
LTC1625	3.7...36	Рег./3.3/5	1.9/3.3/5	Вн., синхр.	150	SSOP-16
LTC1626	2.5...6.8	Рег.	1.25	(1600)	-	SOP-14
LTC1627	2.65...8.5	Рег.	0.8	500	300	SOP-8
LTC1629	4...36	1.6	-	Вн., синхр.	300	SSOP-28
LTC1649	2.7...5	1.26...2.5	-	Вн., синхр.	200	SOP-16
LT1676	7.4...60	Рег.	1.24	(750)	100	SOP-8, PDIP-8
LTC1735	3.5...36	0.8...6	0.8	Вн., синхр.	300	SSOP-16
LTC1736	3.5...30	0.925...2	-	Вн., синхр.	300	SSOP-24
LTC1753	5...14	1.3...3.5	-	Вн.	300	SSOP-20SW
LTC1772	2.5...9.8	Рег.	0.8	Вн., синхр.	550	SOT-23-6
LT1776	7.4...40	Рег.	1.24	700	400	SOP-8, PDIP-8
LT1777	7...48	Рег.	1.24	400	100	SOP-16
LT1846/1847	40	Рег.	5	Вн., 2-такт.	43	DIP-16, SIP-16
LT3846/3847	40	Рег.	5	Вн., 2-такт.	43	DIP-16, SIP-16
LTC1929	4...36	Рег.	0.8	Вн., синхр.	300	SSOP-28

ДВУХКАНАЛЬНЫЕ ПОНИЖАЮЩИЕ (BUCK) ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Опорное напряжение, В	Выходной ток, мА (Импульсный ток ключа, мА)	Частота, кГц	Корпус
LTC1142	3...18	(3.3 + 5)/Рег.	1.25	Вн., синхр.	200	SSOP-28
LTC1143	4...16	(3.3 + 5)/Рег.	1.25	Вн., синхр.	400	SOP-16
LTC1267	4...40	(3.3 + 5)/Рег.	1.25	Вн., синхр.	< 400	SSOP-28
LTC1438/9	3.5...36	Рег./(3.3 + 5)	1.9/3.3/5	Вн., синхр.	240	SSOP-28, SSOP-36
LTC1702	5	1.8, Рег.: 0.9...2	–	Вн., синхр.	550	SSOP-24
LTC1703	< 7	Рег.		Вн., синхр.	550	SSOP-28
LTC1628	3.5...36	3.3, 5	0.8	Вн., синхр.	300	SSOP-28

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ СЕТЕВЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Прибор	Напряжение питания, В	Наличие ККМ	Плавный запуск	Выходной ток, мА	Частота, кГц	Корпус
LT1103	< 30	Нет	Нет	2000	200	DIP-8, DIP-14, SOP-20
LT1105	< 30	Нет	Нет	1000	200	TO-220-7
LT1246/47	7.5...25	Нет	Нет	1000	1000	POIP-8, SOP-8
LT1508	27	Да	Да	1500	300	POIP-20, SOP-20
LT1509	27	Да	Да	2000	300	PDIP-20, SOP-20

КОНТРОЛЛЕРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Прибор	Напряжение питания, В	Плавный запуск	Выходной ток, мА	Частота, кГц	Корпус
LT1248	< 27	Нет	1000	100	PDIP-16, SOP-16
LT1249	< 27	Нет	1500	1500	PDIP-8, SOP-8

ПРОЧИЕ

Прибор	Описание	Корпус
LT1431	Компаратор напряжения (совместно с LT1270)	DIP-8, SOP-8, TO-92-3
LT1432	Компаратор напряжения и тока (совместно с LT1170)	DIP-8, SOP-8
LT1533	Двухтактный стабилизатор с малым уровнем помех	SOP-16
LT1241	Высокоскоростной модулятор ШИМ	SOP-8, DIP-8

Примечание:
Синхр. выпр. — с синхронным выпрямлением
Вн., синхр. — ключи на внешних транзисторах , синхронное выпрямление
Вн. — ключ на внешних транзисторах

LT1241

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ТОКУ

ОСОБЕННОСТИ

- Ток потребления в предпусковом режиме .... менее 250 мкА
- Задержка схемы контроля тока .... 50 нс
- Рабочая частота .... 500 кГц
- Режим управления по току
- Совместимость цоколевки с UC1842
- Защита от пониженного напряжения питания
- Отсутствие сквозных токов в выходном каскаде
- Тотемный (квазикомплементарный) выходной каскад .... до 1 А
- Маскирование переднего фронта импульса тока

ПРИМЕНЕНИЕ

- Преобразователи сетевого напряжения
- DC/DC-преобразователи

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Серия микросхем LT1241 представляет собой улучшенную по быстродействию и потребляемому току версию UC1842. В состав ИС входят источник опорного напряжения с температурной компенсацией, усилитель ошибки с большим коэффициентом усиления, компаратор тока и выходной каскад, отключаемый при превышении выходным напряжением значения 18 В. При чрезмерно пониженном напряжении питания происходит отключение источника опорного напряжения и выходного каскада.

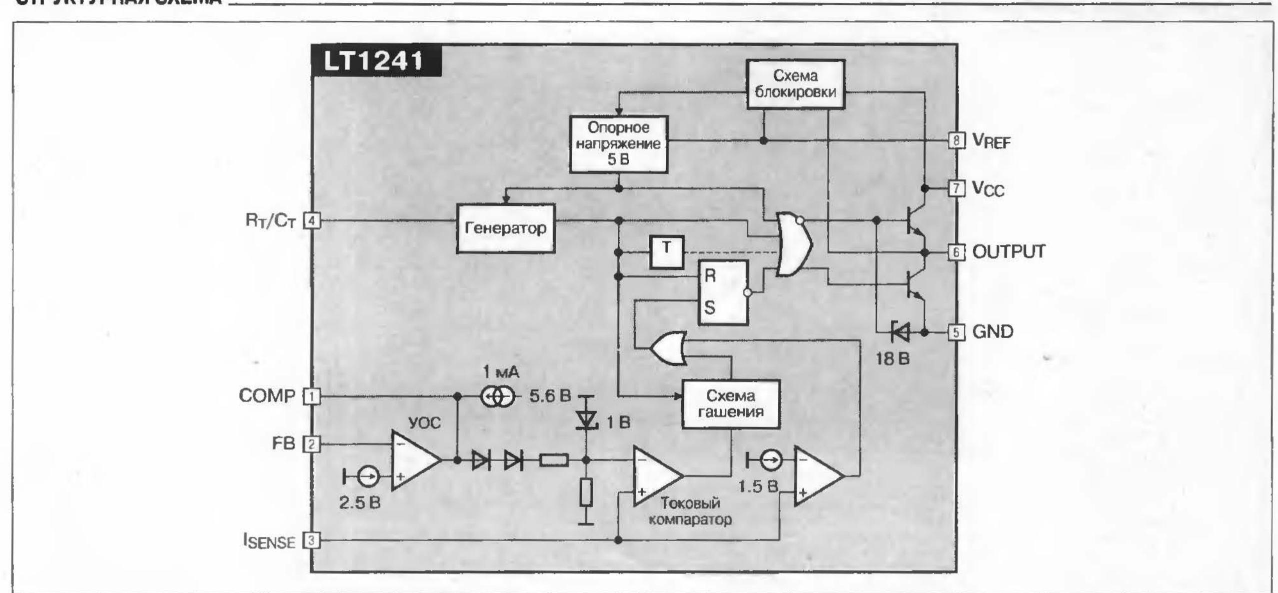
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинвл	Корпус	Диапазон рабочих температур кристалла, °С
LT124xCJ8	CerDIP-8	0...+100
LT124xCN8	PDIP-8	
LT124xCS8	SOP-8	
LT124xIN8	PDIP-8	–40...+125
LT124xIS8	SOP-8	
LT124xMJ8	CerDIP-8	–55...+150

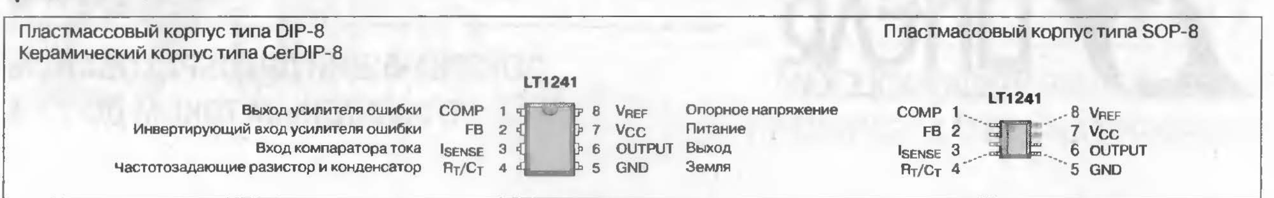
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Прибор	Порог включения, В	Минимвльное рабочее напряжение, В	Максимальный рабочий цикл, %	Замена
LT1241	9.6	7.6	50	Нет
LT1242	16	10	100	UC1842
LT1243	8.4	7.6	100	UC1843
LT1244	16	10	50	UC1844
LT1245	8.4	7.6	50	UC1845

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



ТИПОВАЯ СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

~90...240 В
1 М
0.1 250 В
T1 BALEN
1212-R6103 COILTRONICS
0.1 250 В
4700 250 В
4700 250 В
2KBP08M
MCID404 2KBPOO5M
AC GND
100.0 400 В
1N5245B 15 В
200 к
200 к
660 к
660 к
470
27 к
MUR160
T2
30 T
30 T
13 T
12 T
MUR420
3.3 50 В
3.3 50 В
750
20 В 1.5 А
RTN
CTX2110433-1
4700 1 кВ
LP = 100 мкГн
BAV21
510
0.22
100
152 к
39
BAV21
22.0 25 В
LT1241
FB
VCC
COMP
OUTPUT
VREF
ISENSE
RTCT
GND
0.01 100 В
200 к
20 к
0.1
12 к
220
12
BAT85
MPT2N60
1 к
2
2
2
LT1241_A

8

LT1576

ПОНИЖАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ВЫХОДНЫМ ТОКОМ ДО 1.5 А

ОСОБЕННОСТИ

- Постоянная рабочая частота .... 200 кГц
- Возможность внешней синхронизации
- Корпус для поверхностного монтажа
- Индуктивность дросселя снижена до 15 мкГн
- Собственный ток потребления .... 1.35 мА
- Ток потребления в дежурном режиме.......... 20 мкА
- Поцикловое ограничвние тока

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- Портативные компьютеры
- Устройства с питанием от батарей
- Устройства для заряда батарей

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

В состав микросхемы LT1576 входят генератор, узлы управления и выходной ключ на ток до 1.5 А. Режим управления — с дополнительной обратной связью по току. Высокий КПД достигается за счет использования для питания микросхемы выходного напряжения, а для питания выходного ключа — форсированного напряжения. Предусмотрены поцикловая защита от короткого замыкания и тепловая защита. Внешняя синхронизация позволяет увеличить рабочую частоту до 400 кГц.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Рабочая температура кристалла, °С	Примечание
LT1576CS8	0...+125	—
LT1576CS8-SYNC		Доступна внешняя синхронизация
LT1576IS8	-40...+125	—
LT1576IS8-SYNC		Доступна внешняя синхронизация

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

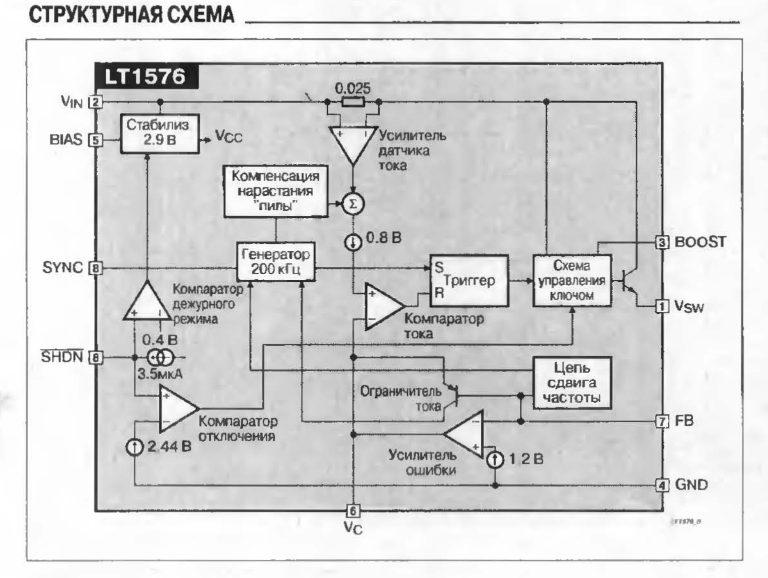
Пластмассовый корпус типа SOP-8

LT1576

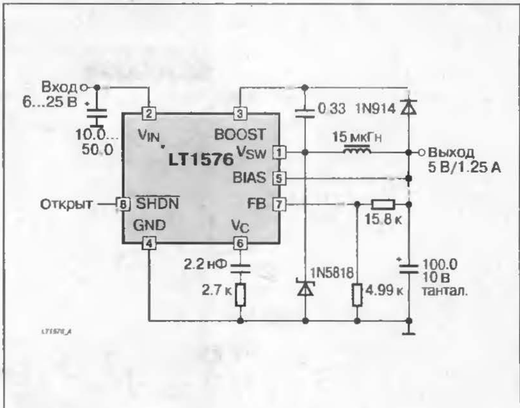
Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вывод к дросселю (эмиттер ключевого транзистора)	V_{SW}	1	8	SHDN (SYNC)	Включение дежурного режима (Вход внешней синхронизации*)
Вход напряжения питания	V_{IN}	2	7	FB	Вход усилителя ошибки
Питание схемы управления ключевым транзистором	BOOST	3	6	V_C	Вывод частотной компенсации усилителя ошибки
Земля	GND	4	5	BIAS	Дополнительный вход стабилизатора 2.9 В

*Вывод 8: SHDN — включение дежурного режима (для LT1576), SYNC — вход внешней синхронизации (для LT1576-SYNC)

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ТИПОВАЯ СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ



Понижающий преобрезователь на 5 В
* Допустимый ток пульсаций ≥ $I_{OUT}/2$
** 30 мкГн при токе нагрузки свыше 0.6 А, 60 мкГн при токе нагрузки свыше 1 А

LT1777

МАЛОШУМЯЩИЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- **Программируемое ограничение скорости нарастания тока dI/dt**
- **Внутреннее ограничение скорости нарастания напряжения dV/dt**
- **Входное напряжение .... до 48 В**
- **Амплитуда коммутируемого тока .... до 700 мА**
- **Режим управления по току**
- **Фиксированная рабочая частота .... 100 кГц**
- **Внешняя синхронизация на частоте до 250 кГц**
- **Ток потребления в дежурном режиме............ 30 мкА**

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- **Источники питания сотовых телефонов, портативной связной аппаратуры и инструментов**

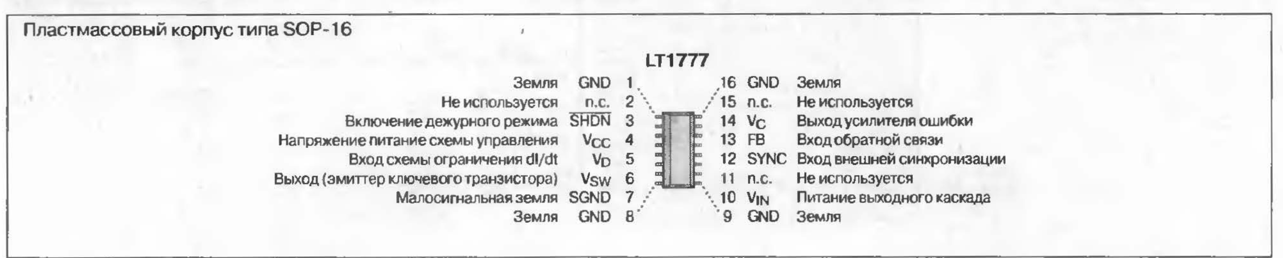
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема LT1777 сконструирована для применения в устройствах с повышенной чувствительностью к шумам. В ее состав входит цепь ограничения скорости нарастания тока dI/dt, программируемая посредством внешней индуктивности малого номинала. Кроме того, имеется внутренняя цепь, задающая значение скорости нарастания напряжения dV/dt и цепь защиты от короткого замыкания. В рабочем режиме питание на схему управления подается с выхода преобразователя.

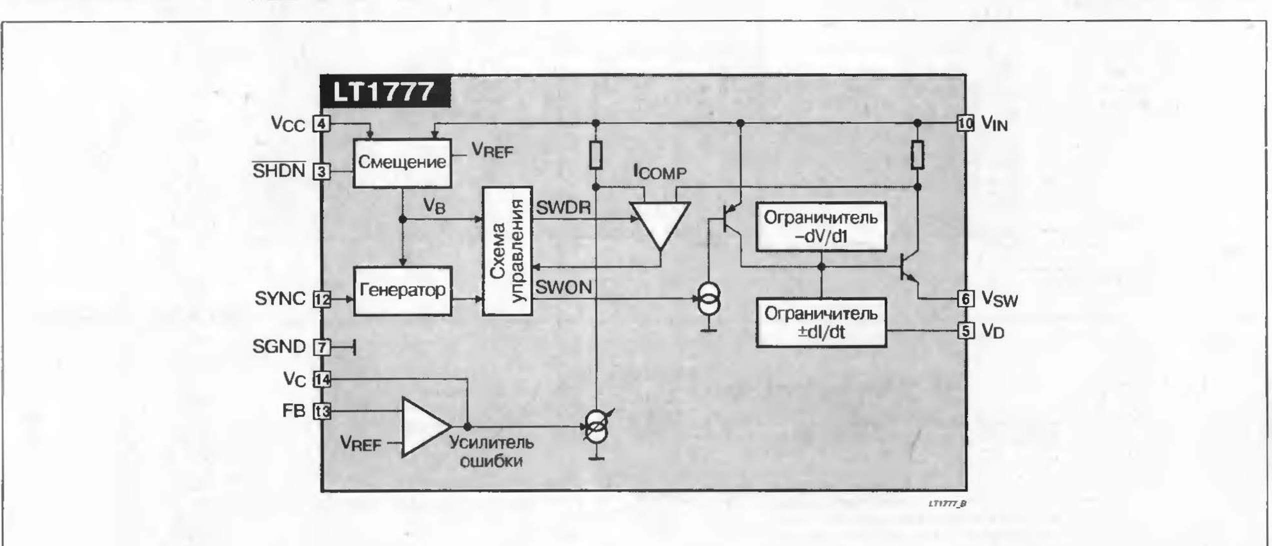
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур кристалла, °C
LT1777CS	SOP-16	0...+125
LT1777IS	SOP-16	–40...+125

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

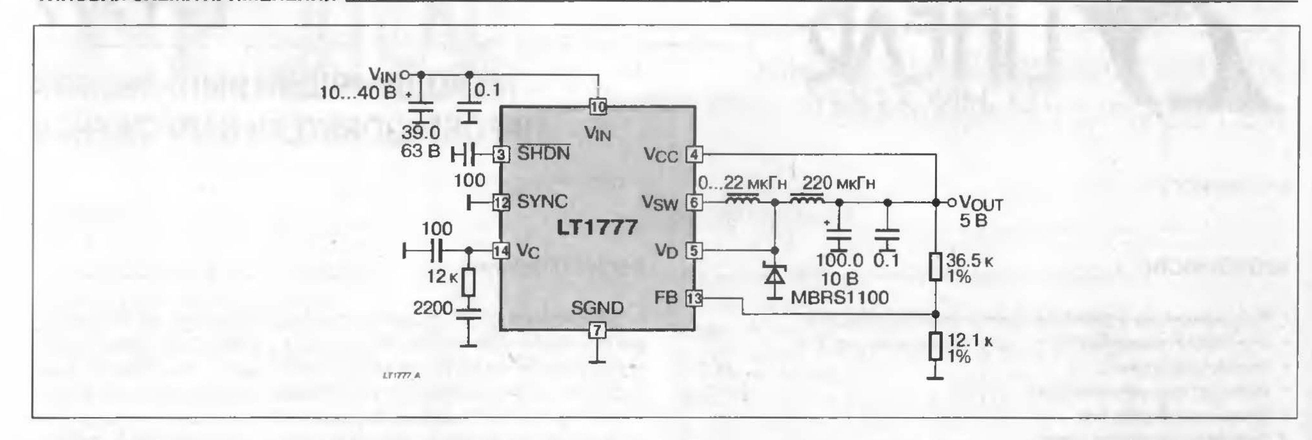


СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

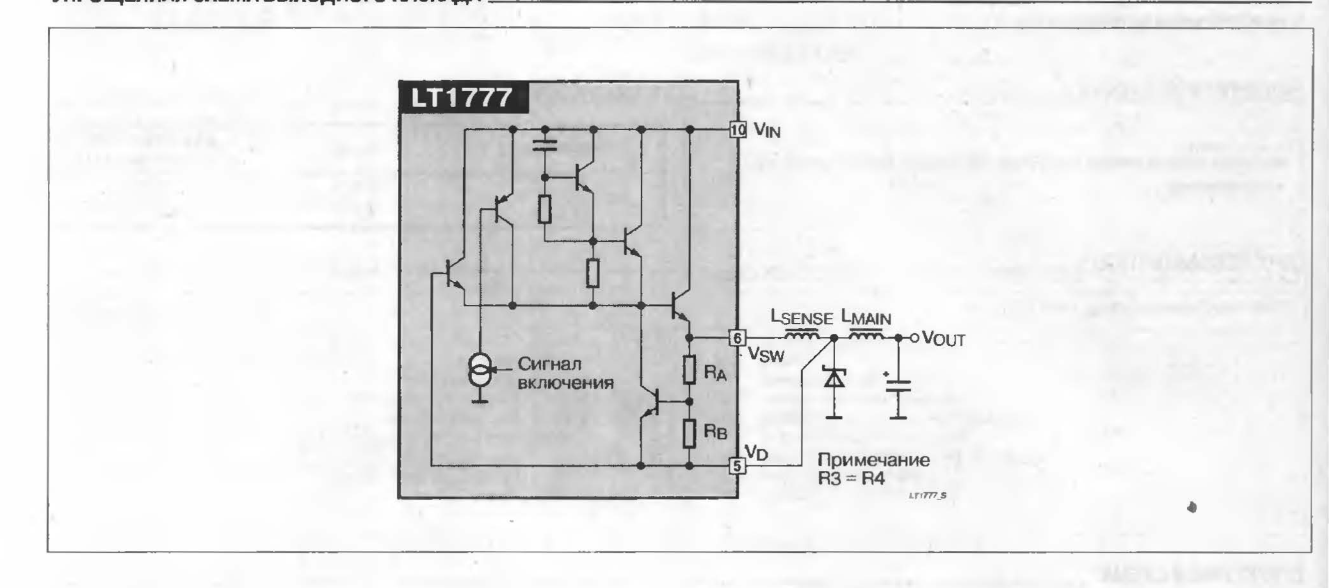


8

ТИПОВАЯ СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ



УПРОЩЕННАЯ СХЕМА ВЫХОДНОГО КАСКАДА



LTC1515

ПОВЫШАЮЩИЙ/ПОНИЖАЮЩИЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С НАКАЧКОЙ ЗАРЯДА

ОСОБЕННОСТИ

- Регулируемое/фиксированное (3, 3.3, 5 В) выходное напряжение
- Диапазон входных напряжений .... 2...100 В
- Выходной ток .... до 50 мА
- Мягкий запуск, ограничивающий бросок тока при включении
- Собственный ток потребления .... 60 мкА
- Ток потребления в дежурном режиме .... менее 1 мкА
- Отключение нагрузки в дежурном режиме
- Защита от короткого замыкания и тепловых перегрузок
- Рабочая частота 650 кГц

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- Сотовые телефоны
- Портативное оборудование

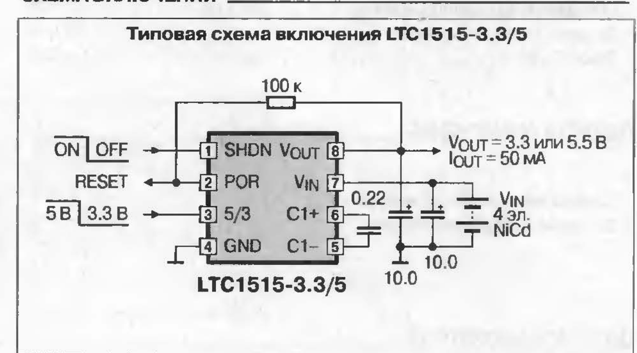
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Температурный диапазон, °С	Корпус
LTC1515CS8	0...+70	SOP-8
LTC1515CS8-3/5		SOP-8
LTC1515CS8-3.3/5		SOP-8
LTC1515IS8	–40...+85	SOP-8
LTC1515IS8-3/5		SOP-8
LTC1515IS8-3.3/5		SOP-8

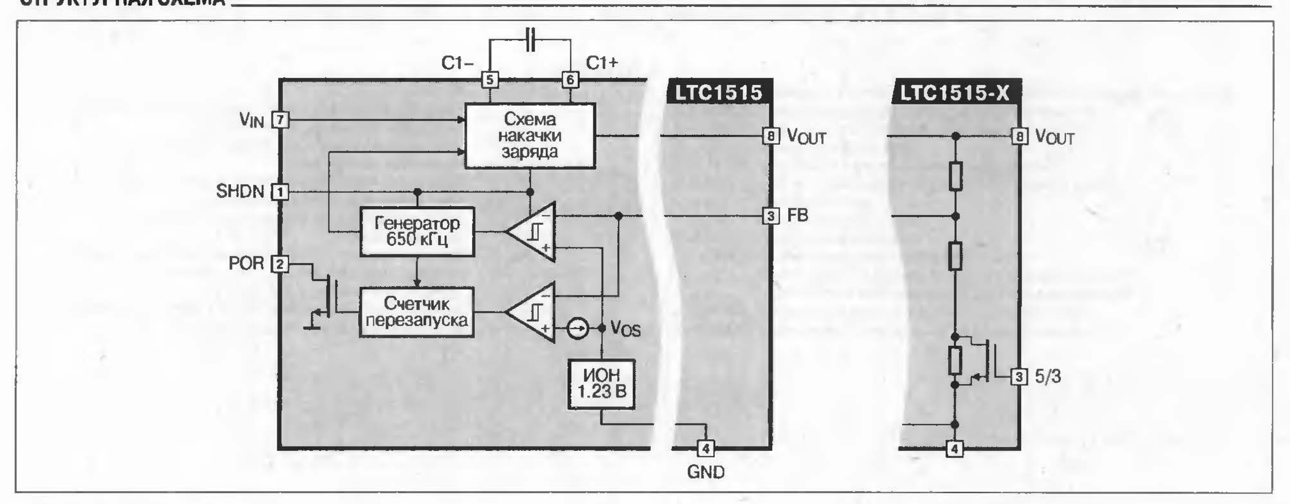
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Уникальная конструкция микросхемы обеспечивает нестабильность выходного напряжения в пределах ±4% при изменении входного напряжения от 2 до 100 В. Выходное напряжение устанавливается с помощью внешнего делителя (LTC1515) или программированием (3 или 5 В в LTC1515-3/5, 3.3 или 5 В в LTC1515-3.3/5. Предусмотрены средства снижения выходных пульсаций при большой разнице между входным и выходным напряжениями.

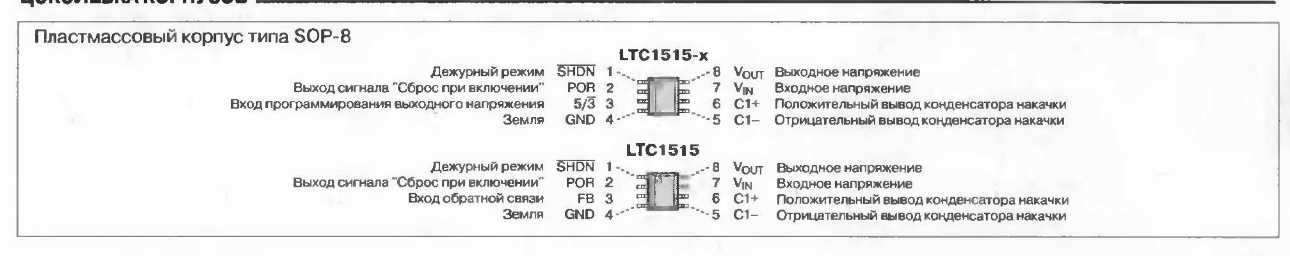
СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



LTC1929

ДВУХФАЗНЫЙ СИНХРОННЫЙ ПОНИЖАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

ОСОБЕННОСТИ

- **Уменьшает требуемые значения фильтрующих конденсаторов и возбуждаемые помехи**
- **Режим управления по току гарантирует равенство токов по фазам**
- **Рабочая частота... 150...300 кГц**
- **Контроль тока с помощью дифференцивльного усилителя**
- **Погрешность выходного напряжения.................................±1%**
- **Дипазон входных напряжений..4...36 В**
- **Рабочий цикл .... до 99%**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

В микросхеме LT1929 двухфазный контроллер управляет двумя выходными каскадами в противофазе на частоте до 300 кГц, что способствует уменьшению пульсаций как на входных, так и на выходных конденсаторах. В ИС предусмотрены мягкий запуск, перевод в дежурный режим обоих каналов при коротком замыкании. Нагрузочная характеристика имеет участок отрицательного наклона, что обеспечивает эффективную защиту от токовых перегрузок.

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

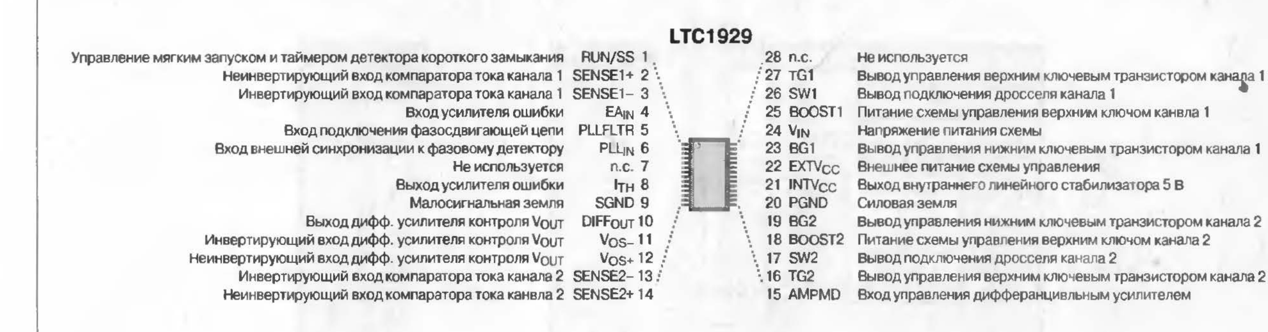
- **Серверы локальных сетей/интернета**
- **Системы распределения питания**

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Диапазон рабочих температур, °C
LTC1929CG	0...+85
LTC1929IG	–40...+85

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SSOP-28



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Примечание: штриховой линией обведены блоки первого канала, аналогичные блоки второго канала не приводятся

СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

Источник питания с входным напряжением 5 В и выходом 1.6 В/40 А

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы LinFinity Microelectronics:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ LINFINITY MICROELECTRONICS

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ПИТАНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРОВ

Прибор	ЦАП, разрядов	Выходное (Опорное) напряжение, В		Гистерезис блокировкн прн пониженном напряжении, В	Напряжение запуска, В	Мягкий запуск	Поцикловое ограничение тока	Защите от повышенного напряжения (OVP)	Power Good	Напряженне питания, В (max)	Выходной ток, А (peak)	Синхронный выпрямитель	Управление	Корпус
		Имп.	Лин.											
LX1660/1661	—	(2 ±0.5%)	—	0.31	10.15	+	+			25	±1.5	+	PCT*	DIP-16, SOP-16
LX1662/62A	5	1.3...3.5	—	0.31	10.15	+	+			25, 15	±1.5	+	PCT*	DIP-14, SOP-14
LX1663/63A	5	1.3...3.5	—	0.31	10.15	+	+	+	+	25, 15	±1.5	+	PCT*	DIP-16, SOP-16
LX1664/64A	5	1.3...3.5	1.5...3.6	0.31	10.1	+	+			25, 15	±1.5	+	PCT*	DIP-16, SOP-16
LX1665	5	1.3...3.5	1.5...3.6	0.31	10.1	+	+	+	+	25, 15	±1	+	PCT*	DIP-18, SDP-18
LX1668	5	1.3...3.5	2.5 + Per.	0.1	4.2	+	+	+	+	18, 7, 7	±1.5	+	PCT*	SOP-20, TSSDP-20
LX1669	5	1.3...3.5	—	0.1	4.2	+	+	+	+	18, 7	±1	+	PCT*	SDP-16
LX1670	5	—	1.8...3.5	0.05	4.37	+	+	+	+	15	—		—	SOP-14
LX1681	—	1.25...4.5	—	0.1	4.25	+	+			18, 7	±1		ШИМ-напряжение (200 кГц)	SOP-8
LX1682	—	1.25...4.5	—	0.1	4.25	+	+			18, 7	±1	+	ШИМ-напряжение (200 кГц)	SOP-8

Примечание:
* PCT (Periodic Constant Off-Time) — постоянное время закрытого ключа, вариант ЧИМ

ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

	Разброс опорного напряжения, %			Блокировка при пониженном напряжении	Поцикловое ограниченне тока	Вывод перевода в дежурный режим	Выходной транзистор		Мвксимвльная частота генераторв, кГц	Свободный выходной транзистор	Колnчество выходов	Тотемный выход	Вывод синхронизации генератора	Регулировка "мертвого" времени	Подавление сдвоенных импульсов	Мвксимвльный рабочий цикл, %	Корпус
							V_{CE}, В	I_C, мА (peak)									
SG1524/2524/3524	±4					+	40	100	300	+	2		+			50	DIP-16, CDIP-16, SOP-16, LCC-20
SG1524B/2524B/3524B	±1		+	+	+	+	60	200	500	+	2		+		+	50	DIP-16, CDIP-16, SOP-16, LCC-20
SG1525A/2525A/3525A	±1	+	+	+		+	35	400	500		2	+	+	+		50	DIP-16, CDIP-16, SDP-16, LCC-20
SG1526/2526/3526	±1	+	+	+	+	+	35	400	400		2	+	+	+	+	50	DIP-18, CDIP-18, SDP-18, LCC-20
SG1526B/2526B/3526B	±1	+	+	+	+	+	35	400	500		2	+	+	+	+	50	DIP-18, CDIP-18, SOP-18, LCC-20
SG1527A/2527A/3527A	±1	+	+	+		+	35	400	500		2	+	+	+		50	DIP-16, CDIP-16, SOP-16, LCC-20

ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ТОКУ

Прибор	Ток запуска, мкА	Мягкий запуск	Напряжение запуска, В			Вывод перевода в дежурный режим	Выходной транзистор		Максимальная частота генератора, кГц	Количество выходов	Тотемный выход	Вывод синхронизации генератора	Максимальный рабочий цикл, %	Корпус
							V_{CE}, В	I_C, мА (peak)						
LX1552	250		6	16	+		30	1	500	1	+		100	DIP-8, SOP-8, CDIP-8, SOP-14, TSSOP-20
LX1553	250		0.8	8.4	+		30	1	500	1	+		100	DIP-8, SOP-8, CDIP-8, SOP-14, TSSOP-20
LX1554	250		6	16	+		30	1	500	1	+		50	DIP-8, SOP-8, CDIP-8, SOP-14, TSSOP-20
LX1555	250		0.8	8.4	+		30	1	500	1	+		50	DIP-8, SOP-8, CDIP-8, SOP-14, TSSOP-20
LX1570/71	250	+	4	16	+		40	1	100	1			54	DIP-8, SOP-8, CDIP-8
SG1842/2842/3842	1000		6	16	+		30	1	500	1	+		100	DIP-8, CDIP-8, SOP-8, DIP-14, SOP-14, CDIP-14, DFP-F-10, LCC-20
SG1843/2843/3843	1000		1	9	+		35	1	500	1	+		100	DIP-8, CDIP-8, SOP-8, DIP-14, SOP-14, CDIP-14, DFP-F-10, LCC-20
SG1844/2844/3844	1000		6	16	+		35	1	500	1	+		50	DIP-8, CDIP-8, SOP-8, DIP-14, SOP-14, CDIP-14, DFP-F-10, LCC-20
SG1845/2845/3845	1000		1	9	+		35	1	500	1	+		50	DIP-8, CDIP-8, SOP-8, DIP-14, SOP-14, CDIP-14, DFP-F-10, LCC-20
SG1846/2846/3846	—	+	0.4	8	+	+	40	0.5	500	2	+	+	50	DIP-16, SOP-16, CDIP-16, DFP-F-16, LCC-20
UC184xA/284xA/384xA	500		1/6	9/16	+		30	1	500	1	+		100/50	DIP-8, SOP-8, CDIP-8, SOP-14

КОРРЕКТОРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Прибор	Ток запуска, мкА	Гистерезис блокировки при пониженном напряжении, В	Напряжение запуска	Управление	Поциклоае ограничение тока	Выходной транзистор		Количество выходов	Тотемный выход	Корпус
						V_{CE}, В	I_C, мА (peak)			
LX1562	300	5.2	13.1	Ток	+	28	0.5	1	+	DIP-8, SOP-8
LX1563	300	2.1	9.8	Ток	+	28	0.5	1	+	DIP-8, SOP-8

СДВОЕННЫЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ДРАЙВЕРЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Прибор	Напряжение питания, В (max)	Выход, А	Время задержки, нс (max)	Корпус
SG1626/2626/3626	22	±3 (тотемный)	20	DIP-8, CDIP-8, CDIP-14, DIP-16, TO-99-8, TO-66-5, LCC-20
SG1644/2644/3644	22	±3 (тотемный)	20	DIP-8, CDIP-8, CDIP-14, DIP-16, TO-99-8, TO-66-9, LCC-20

LX1562/1563

КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ВТОРОГО ПОКОЛЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Встроенная цепь запуска
- Ток потребления при запуске .... 300 мкА
- Внутреннее маскирование переднего фронта импульса тока
- Ограничение входного тока
- Встроенная защита от перенапряжений
- Увеличенный гистерезис в датчике пониженного напряжения, уменьшающий время запуска (только в LX1562)
- Низкое собственное потребление тока
- Встроенный источник опорного напряжения с погрешностью 1.5%
- Тотемный (квазикомплементарный) выход
- Автоматическое ограничение тока в повышающем каскаде
- Непрерывный режим работы (без пауз между импульсами тока)

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Корректор коэффициента мощности LX1562 работает в режиме непрерывного тока. К новым особенностям относятся встроенная цепь запуска и узел маскирования переднего фронта импульса тока, позволяющие отказаться от использования ряда внешних элементов. Встроенное блокирование усилителя ошибки и умножителя улучшает характеристики отключения при перегрузках. Специальная цепь введена для исключения чрезмерного роста тока нагрузки. Датчик тока индуктивности обеспечивает непрерывный режим работы по току, что способствует повышению качества коррекции коэффициента мощности.

ИС оптимизирована для диапазона мощностей до 300 Вт.

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- Электронные пускорегулирующие аппараты для разрядных ламп
- Импульсные источники питания

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

~ ВХОД
ФИЛЬТР
LX1562/3
V_{IN} 8
БЛОКИРОВКА ПО НИЗКОМУ V_{IN}
13.1...9.8 В
ВНУТРЕН. СМЕЩЕНИЕ
ИОН 2.5 В
V_{REF}
6.8 В к внутренним цепям
MULTIN 3
M1
M2
1.24 В
C.S.
ШИМ КОМПАРАТОР
1.8 В
INV 1
EA OUT 2
V_{IN}
OUT 7
CS 4
C.S.
ТРИГГЕР
I_{DET} 5
300
1.72 В
ЗАДЕРЖКА 1 мкс
LX1562_d

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

LX1562/3

Инвертирующий вход усилителя ошибки	INV 1	8 V_{IN}	Напряжение питания
Выход усилителя ошибки	EA OUT 2	7 OUT	Выход ШИМ-импульсов
Вход умножителя	MULT IN 3	6 GND	Общий вывод
Вход ШИМ-компаратора	CS 4	5 I_{DET}	Вход датчика тока индуктивности

Пластмассовый корпус типа SOP-8

LX1562/3

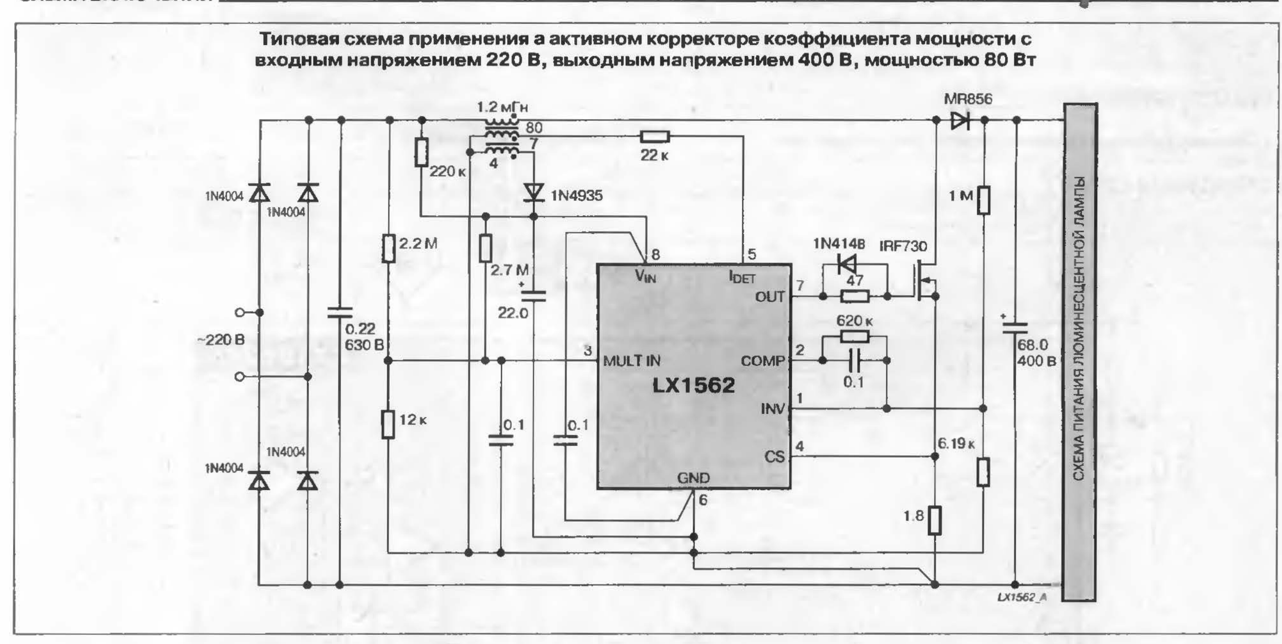
INV 1	8 V_{IN}
EA OUT 2	7 OUT
MULT IN 3	6 GND
CS 4	5 I_{DET}

НАЗНАЧЕНИЕ ВЫВОДОВ

Вывод	Обозначение	Назначение
1	INV	Инвертирующий вход усилителя ошибки. Выход повышающего каскада должен быть соединен с этим выводом через делитель, обеспечивающий входное напряжение 2.5 В
2	EA OUT	Выход усилителя ошибки
3	MULT IN	Вход умножителя. Выход мостового выпрямителя должен быть соединен с этим выводом через делитель, обеспечивающий входное напряжение не более 2 В
4	CS	Вход ШИМ-компаратора. Должен быть соединен с токоизмерительным резистором в повышающем каскаде
5	I_{DET}	Вход датчика тока индуктивности
6	GND	Общий вывод. Должен всегда иметь самый низкий потенциал по отношению к другим выводам
7	OUT	Выход ШИМ-импульсов.
8	V_{IN}	Вывод напряжения питания

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Типовая схема применения а активном корректоре коэффициента мощности с входным напряжением 220 В, выходным напряжением 400 В, мощностью 80 Вт



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Напряжеиие запуска, В	Гистерезис, В	Рабочий диапазон температур, °С
LX1562IM	DIP-8	13.1	5.2	0...+100
LX1562IDM	SOP-8	13.1	5.2	0...+100
LX1562IDMT	SOP-8 (лента и бобина)	13.1	5.2	0...+100
LX1563IM	DIP-8	9.8	2.1	0...+100
LX1563IDM	SOP-8	9.8	2.1	0...+100
LX1563IDMT	SOP-8 (лента и бобина)	9.8	2.1	0...+100

LX1570/1571

СИНХРОННЫЙ КОНТРОЛЛЕР ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ С ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

ОСОБЕННОСТИ

- Способствует снижению цены устройства
- Уменьшает токовые перегрузки в первичном преобразователе
- Обеспечивает высокую рабочую чвстоту и использование дросселей с малой индуктивностью
- Имеет простую защиту по току
- Режим управления по току обеспечивает превосходные динамические характеристики

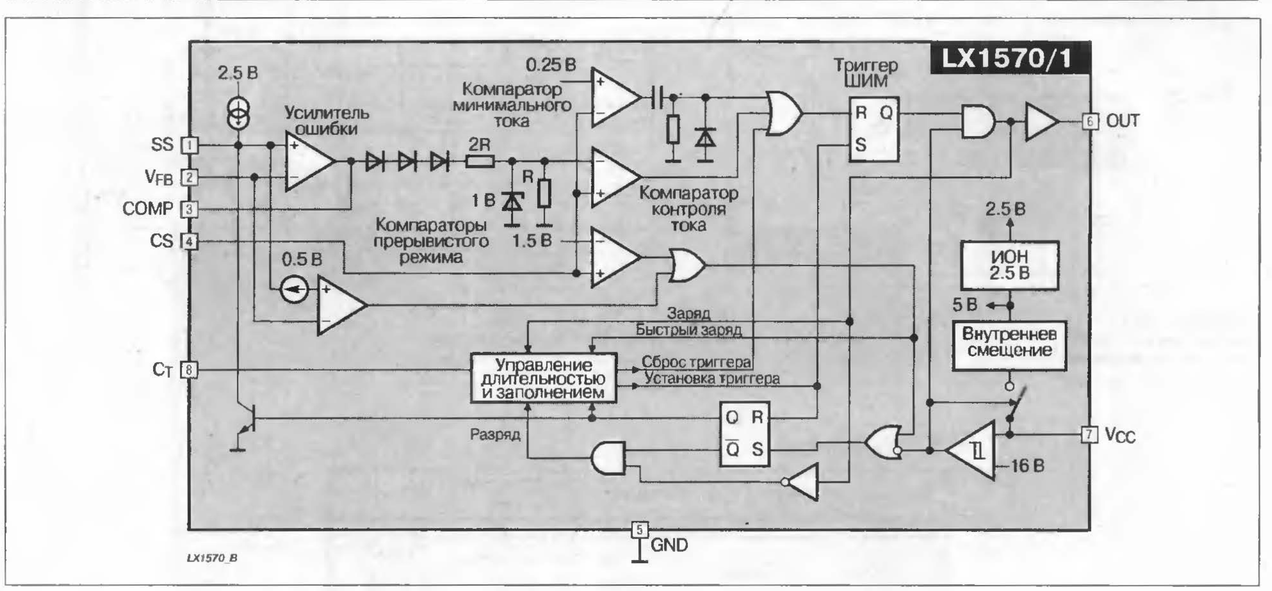
ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- Источники питвния компьютеров, в т.ч. современных низковольтных (3.3 В) процессоров и памяти
- Связное оборудование

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Контроллеры серии LX1570/71 предназначены для построения вспомогательных и гальванически изолированных вторичных источников питания. Эти ИС оптимизированы для получения выходного тока свыше 3 А. Данные ИС управляют ключом, соединенным последовательно с вторичной обмоткой трансформатора, включенного на выходе первичного преобразователя (например, прямоходового или мостового). Рабочий цикл может достигать 100% при передаче максимальной мощности. ИС предусматривает поимпульсный контроль тока и прерывистый режим работы в условиях токовой перегрузки, при этом для уменьшения нагрузки время между рабочими импульсами весьма велико. Имеется функция мягкого запуска. Высокая рабочая частота и режим управления по току обеспечивают прекрасные динамические характеристики.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Корпус типа DIP-8, CerDIP-8

LX1570M

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вывод мягкого запуска	SS	1	8	C_T	Частотозадающий конденсатора
Инвертирующий вход усилителя ошибки	V_{FB}	2	7	V_{CC}	Вход напряжения питания
Выход усилителя ошибки	COMP	3	6	OUT	Выход
Вход контроля тока через дроссель	CS	4	5	GND	Общий вывод, земля

Корпус типа SOP-8

LX1570Y

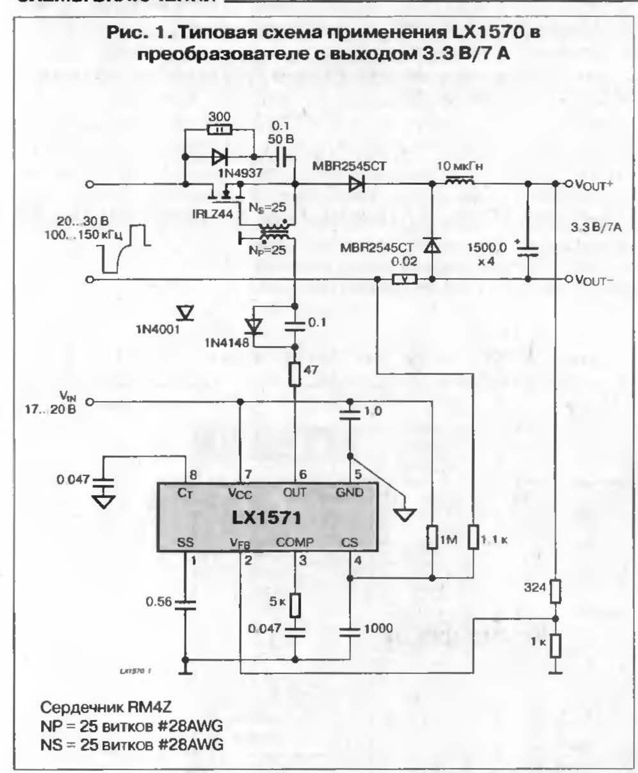
SS	1	8	C_T
V_{FB}	2	7	V_{CC}
COMP	3	6	OUT
CS	4	5	GN

НАЗНАЧЕНИЕ ВЫВОДОВ

Вывод	Обозначение	Описание
1	SS	Вывод мягкого запуска. Конденсатор, соединенный между этим выводом и землей, обеспечивает медленное нарастание выходного напряжения при запуске. При нормальной работе на этом выводе имеется напряжение внутреннего опорного источника
2	V_{FB}	Инвертирующий вход усилителя ошибки. Соединяется с выходом преобразователя через резистивный делитель. Собственная погрешность усилителя ошибки 1%
3	COMP	Выход усилителя ошибки. Для частотной компенсации усилителя ошибки используется последовательная RC-цепь
4	CS	Вход контроля тока через дроссель
5	GND	Общий вывод, земля
6	OUT	Выход
7	V_{CC}	Вход напряжения питвния
8	C_T	Вывод для подключения частотозадающего конденсатора

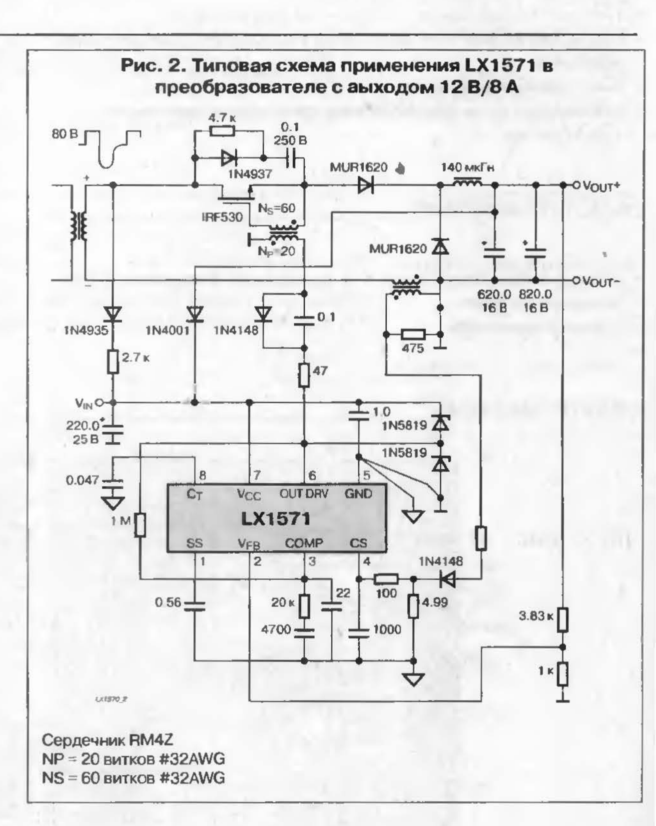
СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Типовая схема применения LX1570 в преобразователе с выходом 3.3 В/7 А



Сердечник RM4Z
NP = 25 витков #28AWG
NS = 25 витков #28AWG

Рис. 2. Типовая схема применения LX1571 в преобразователе с аыходом 12 В/8 А



Сердечник RM4Z
NP = 20 витков #32AWG
NS = 60 витков #32AWG

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Контроль тока	Выходной ток	Температурный диапазон, °С	Корпус
LX1570CM	Токосъемный резистор	До 4 А	0...+70	PDIP-8
LX1570IM			-40...+85	PDIP-8
LX1570CDM			0...+70	SOP-8
LX1570IDM			-40...+85	SOP-8
LX1570MY			-55...+125	CerDIP-8
LX1571CM	Токовый трансформатор	Свыше 4 А	0...+70	PDIP-8
LX1571IM			-40...+85	PDIP-8
LX1571CDM			0...+70	SOP-8
LX1571IDM			-40...+85	SOP-8
LX1571MY			-55...+125	Керамический DIP-8

LX1681/1682

ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

ОСОБЕННОСТИ

- Фиксированная рабочая частота .... 200 кГц
- Не требуется внешних элементов компенсации
- Включение "икающего" (hiccup) режима работы для защиты от перегрузок по току
- Выходное напряжение устанавливается с помощью внешнего резистивного делителя
- Высокий КПД
- Мягкий запуск и перевод в дежурный режим
- Защита от пониженного входного напряжения
- Синхронный выход (LX1682)

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- Понижающие преобразователи (5 в 3 В и менее)
- Схемы электропривода жестких дисков

ОСНОВНОЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы LX1681/1682 представляют собой монолитные ШИМ-контроллеры понижающего стабилизатора напряжения с синхронным выпрямлением (LX1681) или без него (LX1682). Выходное напряжение регулируется посредством резистивного делителя напряжения в пределах 1.25...4.5 В.

Схема защиты от короткого замыкания не требует наличия дорогих токоизмерительных резисторов. Контроль тока осуществляется по сопротивлению открытого канала МОП-транзистора с задержкой 1 мкс для минимизации ошибки измерения, вызванной переходными процессами при включении МОП-транзистора. "Икающий" режим аварийной защиты снижает среднюю мощность, выделяемую на силовых элементах в условиях КЗ на выходе преобразователя. Микросхема работает на фиксированной рабочей частоте 200 кГц, являющейся оптимальной величиной для приемлемого соотношения стоимости и размеров элементов. Микросхемы имеют блокировку при пониженном напряжении питания и мягкий запуск. При заземлении вывода мягкого запуска, работа прибора блокируется.

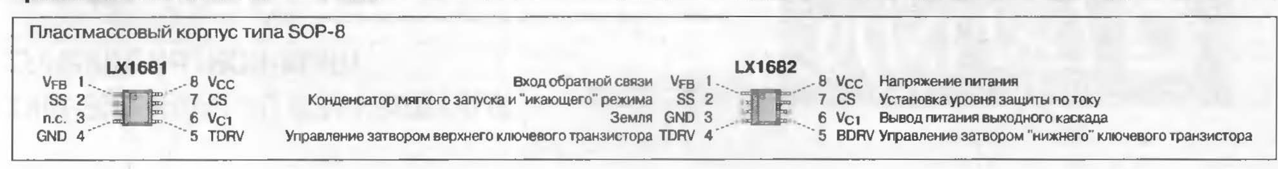
Будучи разработанными для преобразования 5 В-в-3 В и 5 В-в-2.5 В, микросхемы LX1681/1682 могут также использоваться для преобразования напряжения 12 В в выходное напряжение 5, 3.3 В и др.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

UVLO — блокировка при пониженном напряжении

8

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



НАЗНАЧЕНИЕ ВЫВОДОВ

LX1681	LX1682	Обозначение	Назначение
1	1	V_{FB}	Вход обратной связи. Делитель должен обеспечивать на этом входе напряжение 1.25 В
2	2	SS	Вывод для подключения конденсатора мягкого запуска и "икающего" режима. В процессе запуска напряжение на этом выводе управляет выходным напряжением. Постоянная времени определяется емкостью внешнего конденсатора и внутренним резистором 20 кОм. Запуск не начинается, пока входнов напряжение не превысит порог защиты от пониженного входного напряжения. В случае перегрузки по току конденсатор определяет частоту повторных попыток запуска. При напряжении на этом выводе ниже 0.3 В схема певводится в дежурный режим
4	3	GND	Земля
5	4	TDRV	Вывод управления затвором верхнего ключевого транзистора
	5	BDRV	Вывод управления затвором нижнего ключевого транзистора
6	6	V_{C1}	Вывод питания выходного каскада. Должен быть подключен к 12 В
7	7	CS	Установка уровня защиты по току. Осуществляется с помощью резистора, включаемого между этим выводом и истоком верхнего ключевого транзистора
8	8	V_{CC}	Вывод питвния ИС. Номинальное напряжение питания 5 В

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Преобрезоввтель непряжения с несинхронным выходом и дополнительным резистором ограничения тока

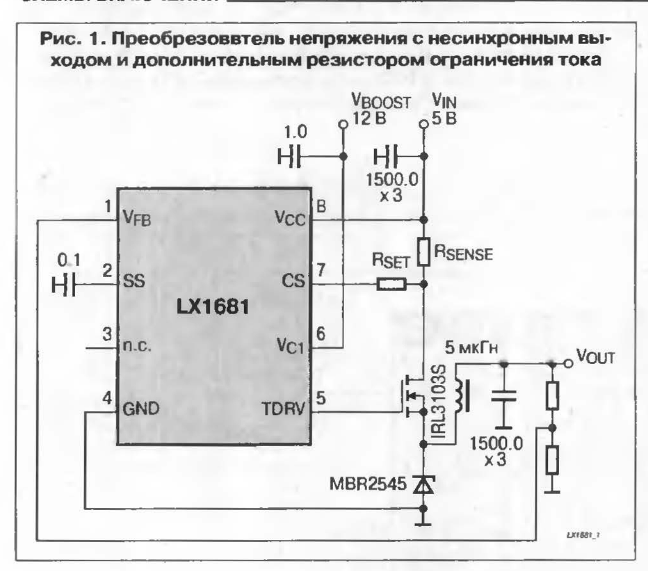
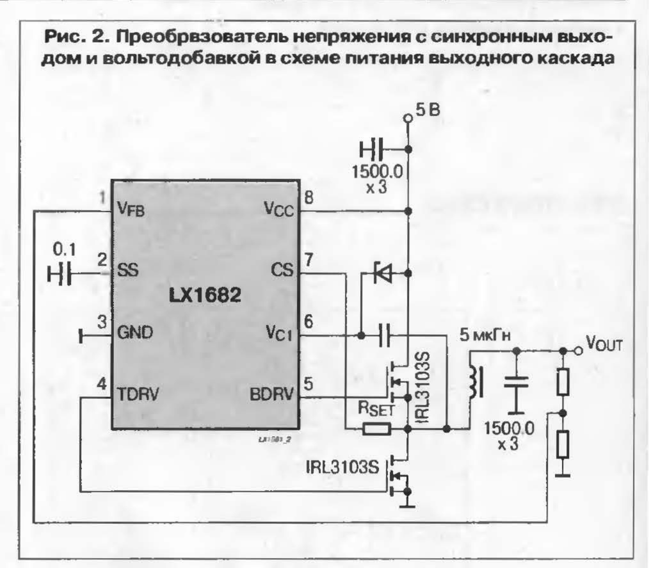


Рис. 2. Преобрвзователь непряжения с синхронным выходом и вольтодобавкой в схеме питания выходного каскада



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выход	Температурный диапазон, °С	Корпус
LX1681CDM	Несинхронный	0...+70	SOP-8
LX1682CDM	Синхронный	0...+70	SOP-8
LX1681IOM	Несинхронный	–40...+85	SOP-8
LX1682IDM	Синхронный	–40...+85	SOP-8

Примечание

При заказе на ленте в бобине с суффиксу добавляется буква "Т"

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Maxim Integrated Products:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ MAXIM INTEGRATED PRODUCTS

Прибор	Корпус	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Функциональное описание, особенности
AC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ					
MAX610	DIP-8, SOP-8	11.5	5, Рег.: 1.3...15	60	Выпрямитель + линейный стабилизатор
MAX611	DIP-8, SOP-8	11.5	5, Рег.: 1.3...15	60	Выпрямитель + линейный стабилизатор
MAX612	DIP-8, SOP-8	17	5, Рег.: 1.3...15	60	Выпрямитель + линейный стабилизатор
DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ					
ICL7660	DIP-8, SOP-8, TSSOP-8	1.5...10	$-V_{IN}$, $+2V_{IN}$	0.11	Инвертор или удвоитель напряжения
ICL7662	SOP-8	0.8...28	V_{IN}...28, 0 ...–28	0.08	Инвертор или удвоитель напряжения
MAX1044	DIP-8, SOP-8	1.5...10	$-V_{IN}$, $+2V_{IN}$	20	Инвертор или удвоитель напряжения
MAX1673	SOP-8	2...5.5	Рег., 0...$-V_{IN}$	125	Регулируемый инвертор на125 мА
MAX1680/1681	SOP-8	2..5	$-V_{IN}$, $+2V_{IN}$	125	Инвертор или удвоитель напряжения
MAX1682/1683	SOT23-5	1.5...5.5	$-V_{IN}$, $+2V_{IN}$	25	Удвоитель напряжения
MAX1686	TSSOP-8	2.7...3.6	5	20	Безындуктивный преобразователь для SIM-карт 3 В/20 мА
MAX619	DIP-8, SOP-8	2...3.6	5	60	Безындуктивный преобразователь 5 В/50 мА
MAX660	DIP-8, SOP-8	1.5...5.5	$-V_{IN}$, $+2V_{IN}$	100	Инвертор или удвоитель напряжения
MAX662A	DIP-8, SOP-8	4.5...5.5	12	30	Безындуктивный преобразователь 12 В/30 мА
MAX665	DIP-8, SOP-16W	1.5...8	$-V_{IN}$ или $+2V_{IN}$	100	Инвертор или удвоитель напряжения
MAX679	TSSOP-8	1.8...4	$-V_{IN}$ или $+2V_{IN}$	20	Безындуктивный преобразователь 3.3 В/20 мА
MAX682	SOP-8	2.7...5.5	5	250	Безындуктивный преобрвзователь 2.7...5.5 В/250 мА
MAX683/684	TSSOP-8	2.7...5.5	5	100/50	Безындуктивный преобразователь 2.7...5.5 В/50 мА/100 мА
MAX768	SSOP-16	2.5...5.5	±5	2 x 100	Питание GaAs FET
MAX828/829	SOT23-5	1.25...5.5	$-V_{IN}$	25	Инвертор или удвоитель напряжения
MAX840/843/844	SOP-8	2.5...10	–2, Рег.	10	Питание GaAs FET
MAX850/851/852/853	SOP-8	4.5...10	–4.1, Рег.	5	Питание GaAs FET
MAX860/861	SOP-8, TSSOP-8	1.5...5.5	$-V_{IN}$ или $+2V_{IN}$	50	Инвертор или удвоитель напряжения
MAX864	SSOP-16	1.5...6.2	$\pm 2V_{IN}$	±10	Инвертор и удвоитель напряжения
MAX865	TSSOP-8	1.5...6.2	$\pm 2V_{IN}$	±10	Инвертор и удвоитель напряжения
MAX868	TSSOP-10	1.8...5.5	Рег.	30	Регулируемый инвертор напряжения
MAX870/871	SOT23-5	1.25...5.5	$-V_{IN}$	25	Инвертор или удвоитель напряжения
MAX881R	TSSOP-10	2.5...5.5	–2 или Рег.	5	Питание GaAs FET
SI7661	DIP-8, SOP-8, TO-99-8	4.5...20	$-V_{IN}$ или $+2V_{IN}$	10	Инвертор или удвоитель напряжения
ПОНИЖАЮЩИЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ЧШИМ (PFM)					
MAX638	DIP-8, SOP-8	2.6...16.5	5, Рег.	75	Стабилизатор напряжения
MAX639/640/653	DIP-8, SOP-8	4...15	5, 3.3, Рег.	225	Низкий ток потребления
MAX1626/1627	SOP-8	3...16.5	(3.3 или 5)/Рег.	3000	Высокий КПД

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ MAXIM INTEGRATED PRODUCTS (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Прибор	Корпус	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Функциональное описание, особенности
ПОНИЖАЮЩИЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ШИМ (PWM)					
MAX724	TO220-7	8...40	Рег.	5000	Понижающий преобразователь
MAX726/727/728/729	TO220-7	8...40	Рег./5/3.3/3	2000	Малошумящий преобразователь
MAX730A/50A/63A	DIP-8, SOP-8	до 11	5, Рег., 3.3	500	Малошумящий преобразователь
MAX738A/48A/58 A	DIP-8, SOP-16W	до 16	5, 3.3, Рег.	750	Для сотовой связи
MAX744A	OIP-8, SOP-16W	4.75...16	5	750	Малошумящий преобразователь
MAX767	SSOP-20	4.5...5.5	3.3, 3.45, 3.6	1500...10000	Специализированный преобразователь 5 В в 3 В
MAX787/788/789	TO220-7	8..40	5/3.3/3	5000	Понижающий преобразователь
MAX796/797/799	SOP-16N, DIP-16	4.5...30	5/3.3/2.9/Рег.	50 Ватт	С синхронным выпрямлением
MAX798	SOP-16N	4.5...30	1.6/Рег.	50 Ватт	С синхронным выпрямлением
MAX830/831	SOP-16	8...30	Рег./5	1000	Малый корпус
MAX832/833	SSOP-20	8...30	3.3/3	3000	Малый корпус
MAX887	SOP-8	3.5...11	Рег.: 1.27...9	600	Высокий КПД, синхронное выпрямление
MAX1623	SSOP-20	4.5...5.5	Рег.: (1.1...4)/(3.3/2.5)	-	С синхронным выпрямлением до 3 А
MAX1624	SSOP-24	4.5...5.5.	1.1...3.5	20000	Программируемый, прецизионный
MAX1625	SOP-16	4.5...5.5	1.1...3.5	20000	Высококачественное выпрямление
MAX1636	SSOP-20	4.5...30	Рег. (1.1...5.5)	50 Вт	Усовершенствованные MAX1649/51
MAX1637	SOP-16	4.5...30	Рег. (1.1...5.5)	50 Вт	Синхронное выпрямление, большой выходной ток
MAX1638/1639	SSOP-24/SOP-16	4.5...5.5	Рег. (1.3...3.5)	20000	Прецизионный, настраиваемый
MAX1640/1641	SSOP-16	5.5...30	6...30	2000	Высокий КПД, синхронное выпрямление
MAX1652/1653/1654	SSOP-16, SOP-16N	4.5...28	5/3.3/Рег	170	Синхронное выпрямление, большой выходной ток
MAX1655	SSOP-16	4.5...30	1...5.5	440	MAX1653 с большим выходным током
MAX1710	SSOP-24	2...28	1.25...2/Рег.	—	Высокая скорость слежения
ПОВЫШАЮЩИЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ЧШИМ (PFM)					
MAX606/607	TSSOP-8	3...5.5	5/12/Рег.	200	Частоте преобразования 1 МГц
MAX608	DIP-8, SOP-8	1.8...16.5	5/Рег.	1000	MAX1771 с меньшим входным напряжением
MAX630	DIP-8, SOP-8	2.7...16.5	Рег.	30 мВт	Улучшенный RC4123
MAX631/632/633	DIP-8, SOP-8	1.5...5.6/12.6/15.6	5/12/15/Рег.	40/25/20	Только 2 внешних компонента
MAX641/642/643	DIP-8, SOP-8	1.5...5.6/12.6/15.6	5/12/15/Рег.	300/550/325	Контроллер частотно-импульсного модулятора
MAX756/757	DIP-8, SOP-8	1.1...1.5	(3.3/5)/Рег.	240	86% КПД
MAX761/2	DIP-8, SOP-8	2...16.5	(12/15)/Рег. до 16	120	Для флэш-памяти
MAX770/771/772	DIP-8, SOP-8	2...16.5	(5/12/15)/Рег.	1000	Высокоэффективный контроллер
MAX773	DIP-14, SOP-14N	3...16.5	(5/12/15)/Рег.	1000	Высоковольтный контроллер
MAX856/857	SOP-8, TSSOP-8	0.5...6	(3.3/5)/Рег.	100	Малый корпус, КПД 86%
MAX858/859	SOP-8, TSSOP-8	0.5...6	(3.3/5)/Рег.	25	Малый корпус, высокий КПД
MAX866/867	SOP-8	0.5...6	(3.3/5)/Рег.	90	Малый ток покоя, мимнимальное напряжение 0.9 В
MAX1771	DIP-8, SOP-8	2...16.5	12/Рег.	1000	Усовершенствованный MAX771
MAX1642/1643	TSSOP-8	0.7...5.5	3.3/Рег.	90	Высокий КПД, синхронный выпрямитель
MAX1674/5/6	TSSOP-10	0.7...5.5	Рег. 2...5	500	Низкий ток покоя, встроенный синхронный выпрямитель
MAX1678	TSSOP-8	0.7...5.5	3.3/Рег.	45	Малошумящий, с высоким КПД
ПОВЫШАЮЩИЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ШИМ (PWM)					
MAX668/669	TSSOP-10	1.8...28	Рег.	1000	Регулируемый выход, вход до 28 В, µMAX
MAX731	DIP-8, SOP-16W	1.8...5.25	5	200	—
MAX732	DIP-8, SOP-16W	4...9.3	12	200	—
MAX733	DIP-8, SOP-16W	4...11	15	125	Для программирования флэш-памяти
MAX734	DIP-8, SOP-8	1.9...12	12	120	—
MAX752	DIP-8, SOP-8	1.8...16	Рег.	2.4 Вт	—
MAX848/849	SOP-16N	0.7 5.5	3.3/2.7...5	1000	Малошумящий, с постоянной частотой преобразования
MAX1700/1	SOP-8, SSOP-16	0.7...5.5	2.5...5.5	1000	Запуск с 1 В; MAX1700 содержит схему контроля батареи
MAX1703	SOP-16N		3.3/Рег.	1500	Запуск с 1 В; КПД 92%
MAX1708/1709	SSOP-16, SOP-16N	0.7...5.5	(3.3/5)/Рег.	1000	—
ПОВЫШ./ПОНИЖ. DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ЧШИМ (PFM)					
MAX710/711	SOP-16N	1.8...11	(3.3/5)/Рег. 2.7...5	500	Бестрансформаторный, повышающий, линейный
MAX761	DIP-8, SOP-8	2.7...12	Рег.1.5...6	200	Бестрансформаторный преобразователь
MAX1672	SSOP-16	1.8...11	(3.3/5)/Рег. 2.7...5	300	Повышающий с автоматическим отключением при коротком замыкании

8

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ MAXIM INTEGRATED PRODUCTS (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Прибор	Корпус	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Функциональное описание, особенности
ИНВЕРТИРУЮЩИЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ЧШИМ (PFM)					
MAX749	DIP-8, SOP-8	2...6	Цифр. Рег.	5 Вт	Цифровая регулировка отрицательного питания ЖКИ
MAX764/765/766	DIP-8, SOP-8	3...16.5	(–5/–12/–15)/ Рег. 21ст.	5 Вт	Малый ток покоя
MAX774/775/776	DIP-8, SOP-8	3...16.5	(–5/–12/–15)/Рег.	1000	Контроллеры с высоким КПД, большой диапазон выходного тока
MAX735/755	DIP-8, SOP-8	4...6.2	–5/Рег.	275	КПД > 80%
MAX736/737/739/759	DIP-14, SOP-16W	4...8.6	(–5/–12/–15)/Рег.	500	КПД > 80%
ПОВЫШ./ИНВЕРТ. DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ЧШИМ (PFM)					
MAX629	SOP-8	0.8...28	(V_{IN}...28)/0...–28)		Встроенный ключ 30 В/5 А
MAX686	SSOP-16	0.8...27.5	(V_{IN}...27.5)/ 0...–27.5)		Выход ЦАП, встроенный ключ 28 В/500 мА
MAX742	DIP-20, SOP-20W	4.2...10	±12, ±15	±15 Вт	Внешние КМОП-транзисторы
MAX743	DIP-20, SOP-20W	4.2...10	±12, ±15	±1.E1165 Вт	Выходной каскад на КМОП-транзисторах
ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ С НЕСКОЛЬКИМИ ВЫХОДАМИ					
MAX624	SOP-16N	3...5.5	5/(12/Рег.)	200	ЧШИМ (PFM), тактовая частота 1.24 МГц
MAX685	SSOP-16	2.7...5.5	+2.7...24, –1.3...–9		ШИМ (PWM), для приборов с зарядовой связью
MAX769	SSOP-28	1.5...5.5	Много	115	ШИМ (PWM), источник питания для цифровой связи
MAX847	SSOP-28	0.8...1.8	Много	115	ШИМ (PWM), источник питания для цифровой связи
MAX863	SSOP-16	1.5...11	Два Рег.	1000 каждый	Низкий ток покоя, высокий КПД
MAX1677	SSOP-16	0.7...5.5	3.3/Рег. + Рег.	300	Для питания ЖКИ, логический вход управления
MAX1705/1706	SSOP-16	0.7...5.5	—	1000/500	Запуск с 1 В; малое проходное напряжение (LDO)
МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ					
MAX781	SSOP-36	5...18	3.3, 14	—	Контроллер 50 Вт преобразователей для компьютеров
MAX782	SSOP-36	5...30	3.3, 5, 14	—	Контроллер 50 Вт преобразователей для компьютеров
MAX783	SSOP-36	5...30	3.3, 5, 14	—	Контроллер 50 Вт преобразователей для компьютеров
MAX786	SSOP-36	5...30	3.3, 5	—	Контроллер 50 Вт преобразователей для компьютеров
MAX1630/1/2/3/4/5	SSOP-28	4.2...30	3.3 или Рег./ 5 или Рег.	50	Высокопроизводительный контроллер для компьютеров класса "notebook"

MAX610/11/12

AC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

ОСОБЕННОСТИ

- Прямое преобразование переменного напряжения 110/220 В в постоянное 5 В
- Минимальное число внешних элементов
- Предварительная установка выходного напряжения .... 5 В ±4%
- Типовой ток потребления .... 70 мкА
- Обнаружение пониженного/повышенного напряжения
- Схема сброса при включении питания с программируемой задержкой
- Программируемое ограничение тока
- Программируемое выходное напряжение .... 1.3...15 В

ПРИМЕНЕНИЕ

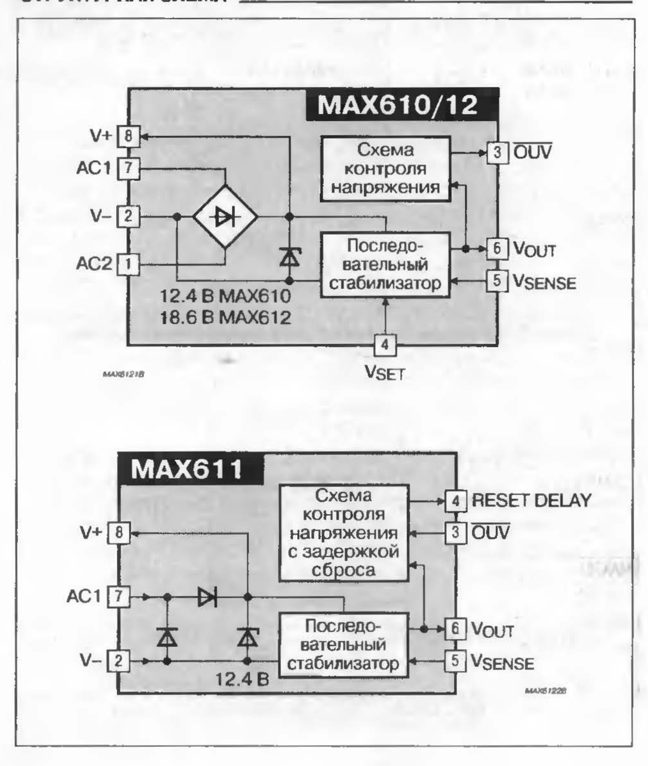
- Источники питания с минимальными количеством внешних компонентов
- Устройства бесперебойного питания 5 В
- Прецизионные зарядные устройства
- Приборы с линейным (сетевым) питанием
- Средства промышленного контроля
- Тиристорные схемы управления

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема MAX612 представляет собой мощный преобразователь переменного напряжения в постоянное выходное напряжение, имеющий минимум внешних компонентов, малый размер и вес, таким образом минимизируется полная стоимость и упрощается разработка всего проекта. При входном напряжении 8 В (rms) MAX612 требует наличия одного фильтрующего конденсатора для получения законченного источника питания с выходом 5 В/50 мА. При добавлении токоограничивающего резистора и конденсатора можно получить источник питания с входом 110/220 В (AC) и выходом 5 В (DC).

Приборы серии отличаются тремя аспектами: одно- или двухполупериодное выпрямление, ограничительный стабилитрон на 12 или 18 В и назначение вывода 4, который служит для установки выходного напряжения либо для установки временной задержки. MAX610 имеет двухполуперодный выпрямитель, стабилитрон на 12 В и фиксированный выход 5 В с возможностью регулировки в пределах 1.3...9 В. MAX611 имеет однополуперодный выпрямитель, стабилитрон на 12 В, фиксированный выход 5 В и вывод 4 для установки времени задержки сброса выхода. MAX612 имеет двухполупериодный выпрямитель, стабилитрон на 18 В и предустановленное выходное напряжение 5 В с возможностью регулировки от 1.3 до 15 В.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинвл	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
MAX610CPA	PDIP-8	0...+70
MAX610CSA	SOP-8	0...+70
MAX611CPA	PDIP-8	0...+70
MAX611CSA	SOP-8	0...+70
MAX612CPA	PDIP-8	0...+70
MAX612CSA	SOP-8	0...+70

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-8

MAX610

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Второй AC-вход двухполупериодного выпрямителя	AC2	1	8	V+	Положительный выход выпрямителя
Отрицательный выход	V–	2	7	AC1	AC-вход к внутреннему диодному выпрямителю
Вывод контроля напряжения	OUV	3	6	V_{OUT}	Положительный стабилизированный DC-выход
Вход установки напряжения	V_{SET}	4	5	V_{SENCE}	Вход ограничителя тока

Пластмассовый корпус типа DIP-8

MAX612

AC2	1	8	V+
V–	2	7	AC1
OUV	3	6	V_{OUT}
V_{SET}	4	5	V_{SENCE}

Пластмассовый корпус типа SOP-8

MAX611

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Не используется	n.c.	1	8	V+	Положительный выход выпрямителя
Отрицательный выход	V–	2	7	AC1	AC-вход к внутреннему диодному выпрямителю
Вывод контроля напряжения	OUV	3	6	V_{OUT}	Положительный стабилизированный DC-выход
Вход установки задержки сброса	RD	4	5	V_{SENCE}	Вход ограничителя тока

Пластмассовый корпус типа DIP-8

MAX611

n.c.	1	8	V+
V–	2	7	AC1
OUV	3	6	V_{OUT}
RD	4	5	V_{SENCE}

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Сетевой источник питания 220 В(AC) в 5 В(DC) с однополупериодным выпрямлением

100
1 ВА
1.0
280 В
220 В
50 Гц
1 М
7 AC1
1 AC2
4 RD
MAX611
VOUT 6
VSENSE 5
OUV 3
+5 В
Сброс
V– 2
V+ 8
100.0
16 В
+12 В
MAX612_1

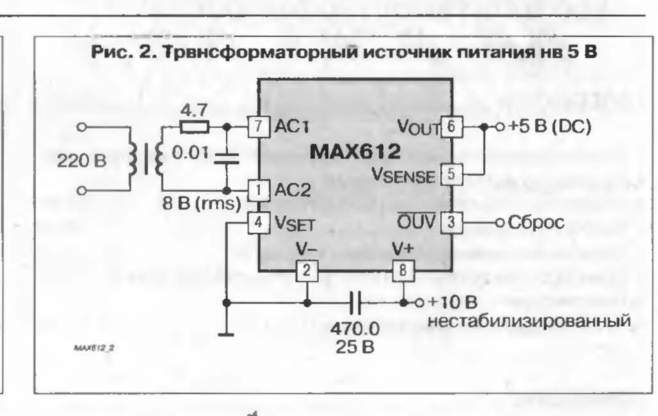


Рис. 2. Трансформаторный источник питания на 5 В

Рис. 3. Источник питания с регулируемым выходом

Рис. 4. Схема управления симистором с управляющим напряжением +12 В

Рис. 5. Схема батарейного питания с защитой от смены полярности

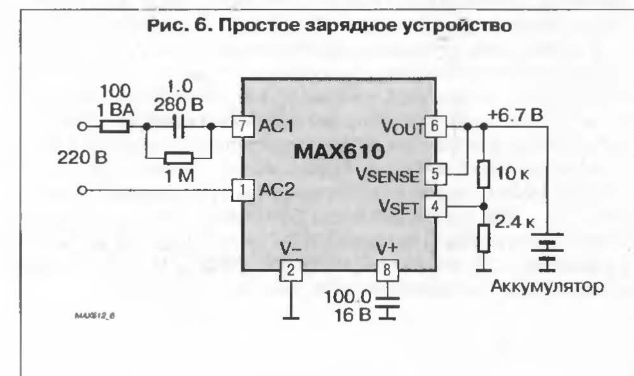


Рис. 6. Простое зарядное устройство

MAX668/669

MAXIM INTEGRATED PRODUCTS

КОНТРОЛЛЕР ПОВЫШАЮЩЕГО ШИМ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Минимальное напряжение запуска .... 1.8 В (MAX669)
- Широкий диапазон входного напряжения .... 1.8...28 В
- Миниатюрный 10-выводной корпус µMAX
- Токовый режим управления ШИМ и режим Idle Mode™
- КПД .... свыше 90 %
- Регулируемый генератор........................ 100... 500 кГц
- Внешняя синхронизация
- Ток потребления .... 220 мкА
- Логический вход блокировки
- Мягкий запуск

ПРИМЕНЕНИЕ

- Телефоны для сотовой связи
- Телекоммуникационное оборудование
- Локальные вычислительные сети и системы
- Кассовые аппараты

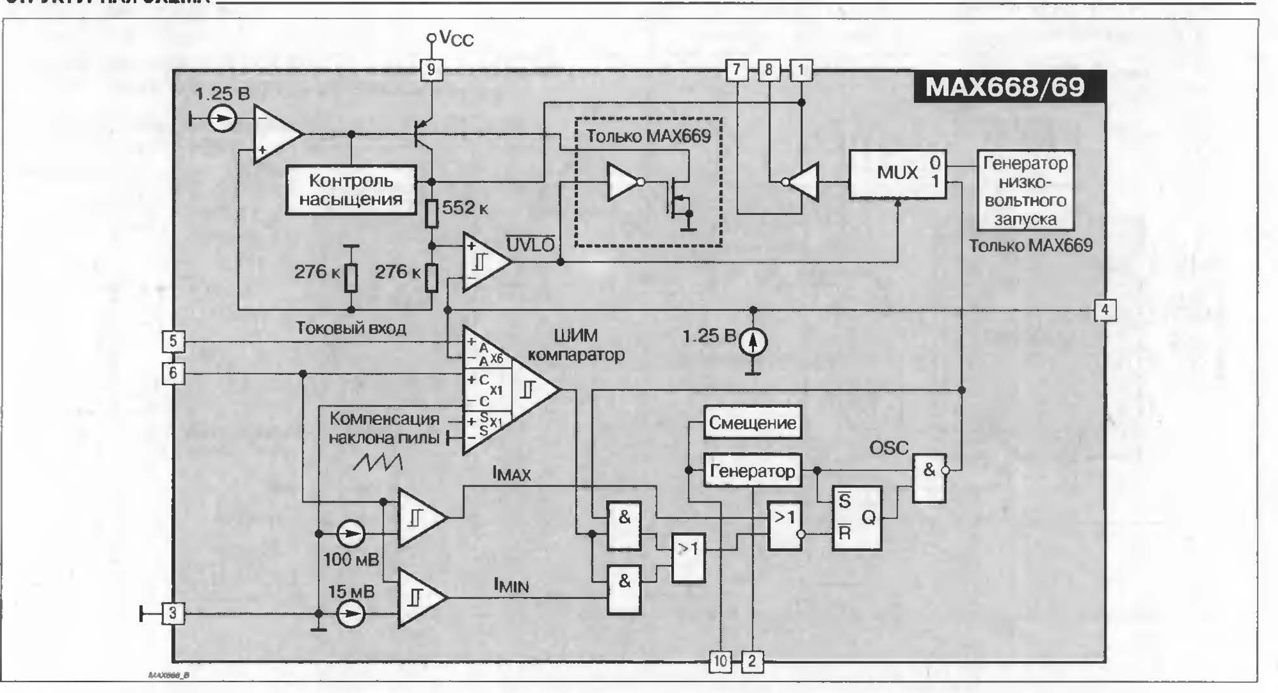
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы MAX668/MAX669 представляют собой DC/DC-контроллеры, работающие на постоянной частоте, в токовом режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ), предназначенные для построения повышающих и обратноходовых преобразователей с изолированным и неизолированным выходом с выходной мощностью свыше 20 Вт и КПД более 90%. Диапазон входного напряжения составляет 1.8...28 В. Микросхемы выполнены по БиКМОП-технологии и сочетают низкий рабочий ток (220 мкА), регулируемую рабочую частоту (100....500 кГц), мягкий запуск и внешнюю синхронизацию.

Высокая эффективность DC/DC-преобразования достигается использованием низкого токоизмерительного напряжения 100 мВ и фирменной схемой управления Idle Mode™. На средних и больших нагрузках контроллер работает в ШИМ-режиме, что обеспечивает низкий шум и высокий КПД. При слабой нагрузке для снижения тока катушки индуктивности и рабочего тока схемы прибор работает с пропуском импульсов. Вход блокировки с логическим управлением переводит схему в дежурный режим с током потребления 3.5 мкА.

Микросхема MAX669 оптимизирована для низких входных напряжений с минимальным напряжением запуска 1.8 В, но требует фор-

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа µMAX-10 (SSOP-10)

MAX668/669

Выход стабилизатора 5 В	LDO	1	10	SYNC/SHDN	Контроль отключения и вход для синхронизации
Вход установки частоты генератора	FREQ	2	9	V_{CC}	Вход питания внутреннего стабилизатора 5 В
Аналоговая земля	GND	3	8	EXT	Выход управления затвором внешнего МОП-транзистора
Выход ИОН 1.25 В	REF	4	7	PGND	Силовая земля
Вход обратной связи 1.25 В	FB	5	8	CS+	Положительный токоизмерительный вход

8

сированного (bootstrap) питания (питание от выходного напряжения). Она поддерживает выходные напряжения до 28 В. MAX668 начинает работать от входного напряжения 3 В и может использоваться в схемах с форсированным или нефорсированным питанием (ИС питается от входного напряжения или другого источника). Обе микросхемы выпускаются в миниатюрном 10-выводном корпусе µMAX.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
MAX668EUB	µMAX-10	–40...+85
MAX669EUB	µMAX-10	–40...+85

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Источник питания на базе MAX669 с питанием схемы от выходного напряжения 12 В

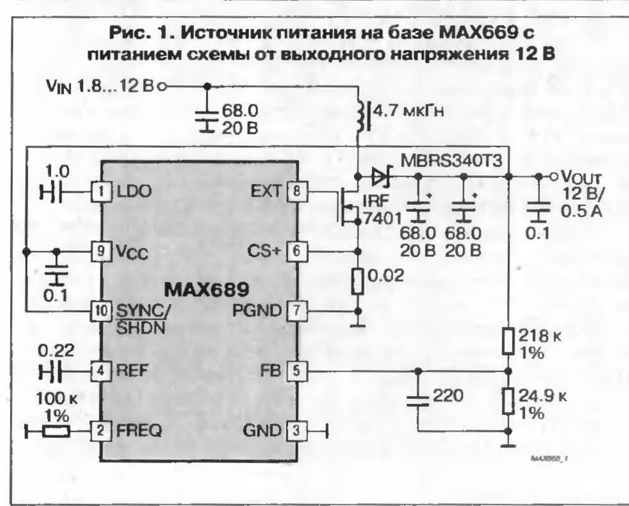


Рис. 2. Источник питания на базе MAX668 на 12 В/1 А

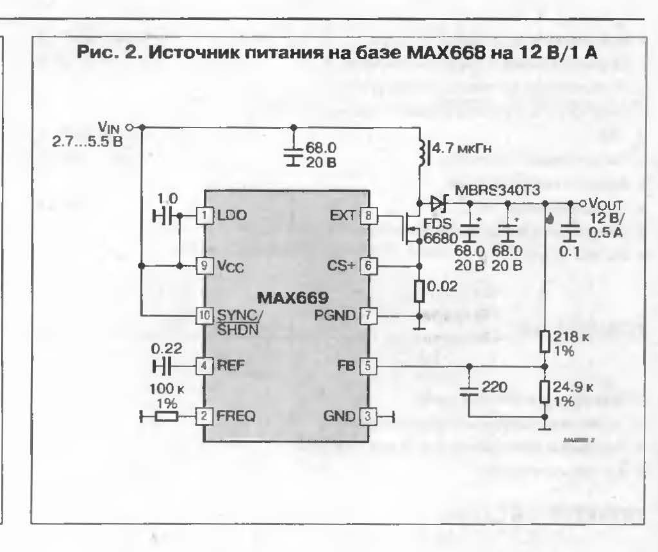


Рис. 3. SEPIC-схема включения MAX668

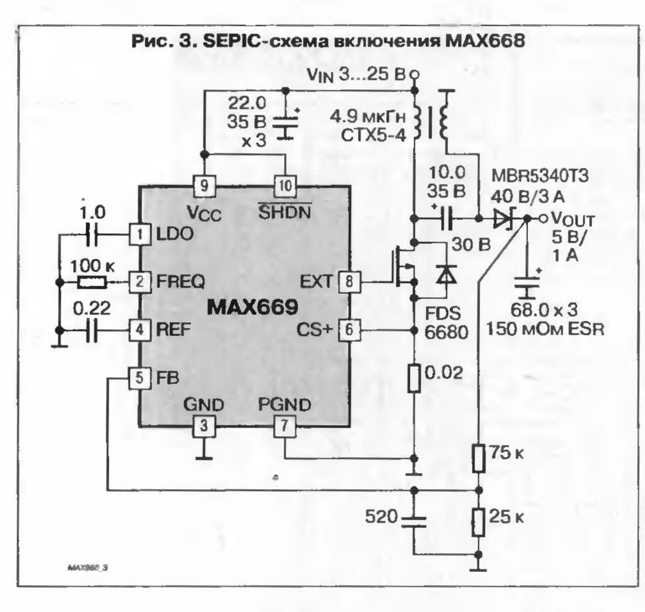


Рис. 4. Изолированный источник питания с входным напряжением 5 8 и выходом 5 В/400 мА

MAX1678

МАЛОШУМЯЩИЙ ПОВЫШАЮЩИЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ВЫСОКИМ КПД

ОСОБЕННОСТИ

- Минимальное напряжение запуска .... 0.87 В
- КПД .... свыше 90 %
- Встроенный синхронный детектор (никаких внешних диодов)
- Ультра миниатюрный корпус μMAX, высотой 1.1 мм
- Ток потребления
  - питание от двух элементов .... 37 мкА
  - питание от одного элемента 1.5 В .... 85 мкА
- Логический вход отключения .... 2 мкА
- Датчик отказа питания
- Выход Dual Mode™
  - фиксированный .... 3.3 В
  - регулируемый .... 2...5.5 В
- Выходной ток (3.3 В) при питании от одного элемента .... 45 мА
- Выходной ток (3.3 В) при питении от двух элементов .... 90 мА
- Силовой ключ с пониженным уровнем электромагнитных помех

ПРИМЕНЕНИЕ

- Пейджеры
- Дистанционное управление
- Индикаторные приборы
- Персональные медицинские мониторы
- Устройства с батарейным питанием от 1-го элемента

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема MAX1678 — высокоэффективный, низковольтный, повышающий DC/DC-преобразователь с синхронным выпрямлением. Применяется в устройствах с питанием от щелочной, NiMH или NiCd батареи на 1...3 элементах или литиевой батареи из одного элемента. Микросхема имеет напряжение запуска 0.87 В и низкий ток потребления 37 мкА.

Устройство включает n-канальный МОП-транзисторный ключ с сопротивлением открытого канала 1 Ом, синхронный выпрямитель, источник опорного напряжения, схему частотно-импульсной модуляции (ЧИМ) и схему подавления паразитных колебаний, вызванных катушкой индуктивности. Микросхемы поставляются в миниатюрном корпусе типа μMAX высотой 1.1 мм.

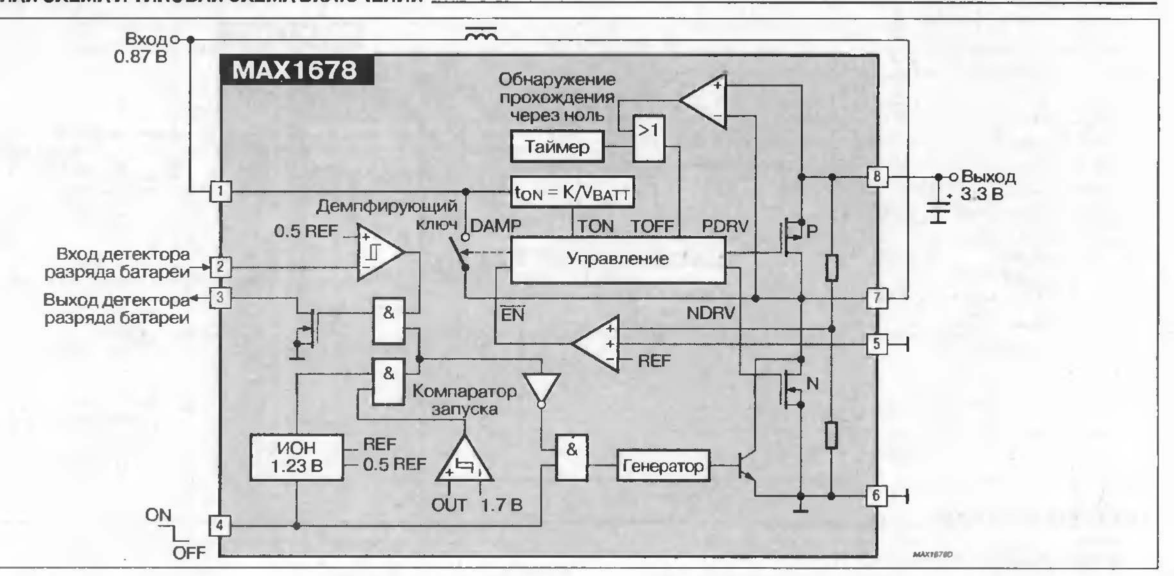
Выходное напряжение составляет 3.3 В и может регулироваться в пределах +2...+5.5 В при использовании двух внешних резисторов. КПД преобразователя при токе нагрузки до 50 мА — до 90 %.

Устройство также содержит независимый компаратор пониженного напряжения (PFI/PFO) и схему блокировки с логическим входом управления, ток потребления в дежурном режиме 2 мкА.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
MAX1678EUA	μMAX-8	-40...+85

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа μMAX-8 (TSSOP-8)

MAX1678

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вход батарейного питания	BATT	1	8	OUT	Силовой выход, вход схемы вольтодобавки
Вход схемы контроля напряжения питания (порог 614 мВ)	PFI	2	7	LX	Сток ключевого n-канального МОП-транзистора и сток p-канального МОП-транзистора синхронного выпрямителя
Выход схемы контроля напряжения питания	PFO	3	6	GND	Общий вывод
Вход блокировки	$\overline{SHDN}$	4	5	FB	Вход обратной связи

MAX1703

МОЩНЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ ПОВЫШАЮЩИЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НА 1.5 А

ОСОБЕННОСТИ

- КПД .... до 95 %
- Выходной ток .... до 1.5 А
- Выходное напряжение
  - фиксированное .... 5 В
  - регулируемое .... 2.5...5.5 В
- Диапазон входного напряжения .... 0.7...5.5 В
- Микромощный режим работы .... 300 мкВт
- Низкий уровень шумов, режим работы с постоянной частотой .... 300 кГц
- Синхронизируемая частота переключений .... 200...400 кГц
- Дежурный режим с логическим входом управления .... 1 мкА
- Дополнительный компаратор контроля напряжения
- Дополнительный усилитель

ПРИМЕНЕНИЕ

- Цифровые беспроводные телефоны
- Телефоны персональной подвижной связи
- Носимые блоки (трубки) радиотелефонов
- Пейджеры
- Персональные коммуникаторы
- "Карманные" компьютеры
- Ручной инструмент

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема MAX1703 представляет собой повышающий DC/DC-преобразователь с высоким КПД и низким уровнем шума, предназначенный для использования в устройствах беспроводной связи с батарейным питанием. В схеме используется повышающее ШИМ-преобразование с синхронным выпрямлением входного напряжения батареи (от одного до трех NiCd/NiMH элементов или один Li-Ion элемент) в выходное напряжение 2.5...5.5 В. Устройство включает ключ на n-канальном МОП-транзисторе (2 А, 75 мОм) и p-канальный синхронный выпрямитель (140 мОм).

Внутренний синхронный выпрямитель позволяет повысить КПД на 5% по сравнению с несинхронными преобразователями. К особенностям схемы относится также маломощный режим с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ), что повышает КПД при малых нагрузках, и дежурный режим с током потребления 1 мкА.

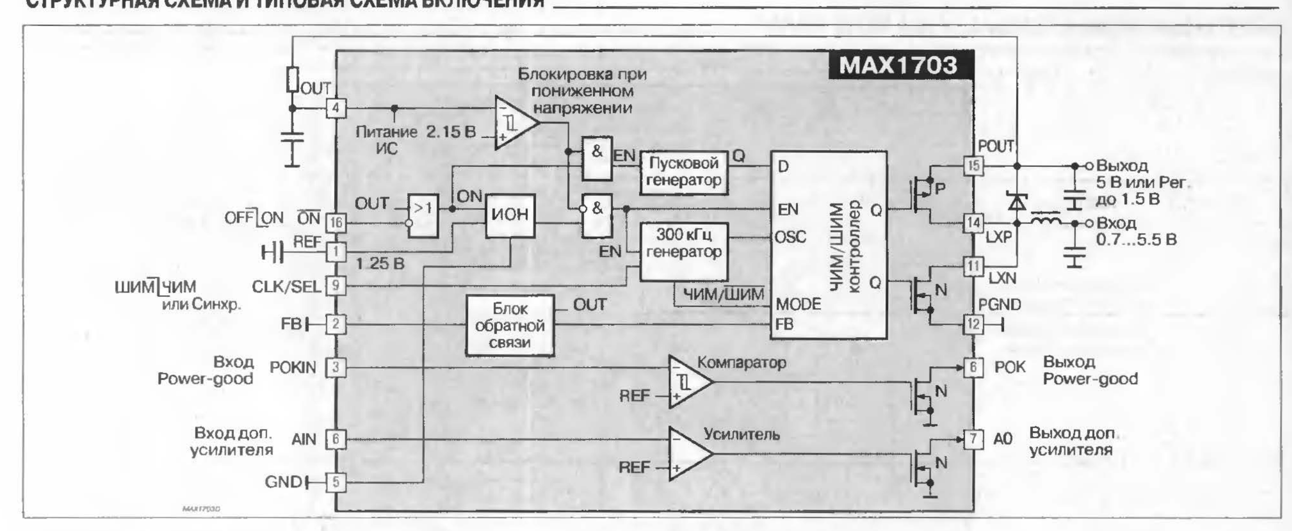
MAX1703 выпускается в узком 16-выводном корпусе типа SOP и включает отдельный компаратор, который может использоваться для контроля напряжения. Микросхема также содержит линейный усилитель, который может использоваться для построения линейного стабилизатора.

Имеется демонстрационная плата.

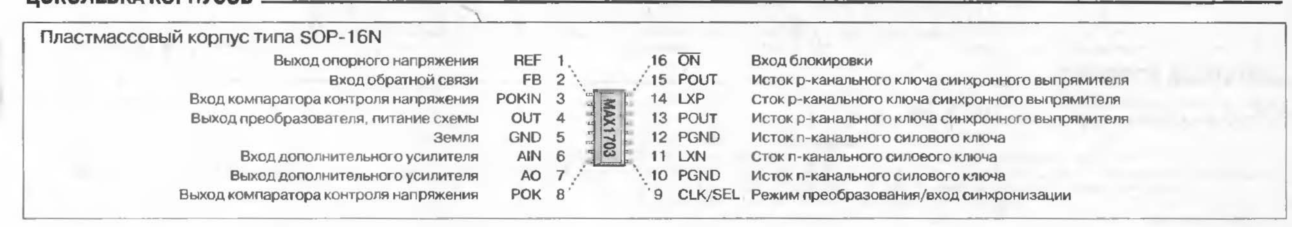
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
MAX1703ESE	SOP-16N	-40...+85

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



MAX1710/11

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ПОВЫШАЮЩИЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- ♦ Очень высокий КПД
- ♦ Отсутствие токоизмерительного резистора (ограничение тока без потерь)
- ♦ Быстродействующий ШИМ, отклик на изменение нагрузки .... 100 нс
- ♦ Нестабильность V_{OUT} по напряжению и току во всём диапазоне .... ±1%
- ♦ 4-разрядный встроенный ЦАП (MAX1710)
- ♦ 5-разрядный встроенный ЦАП (MAX1711)
- ♦ Выходное напряжение .... 0.925...2 В (MAX1711)
- ♦ Входное напряжение .... 2... 28 В
- ♦ Рабочая частота .... 200/300/400/550 кГц
- ♦ Удалённое считывание GND и V_{OUT}
- ♦ Защита от пониженного и повышенного напряжения
- ♦ Цифровой мягкий запуск .... 1.7 мс
- ♦ Управление мощными полевыми транзисторами синхронного выпрямителя
- ♦ Опорное напрвжение .... 2 В ±1%
- ♦ Индикатор Power-Good
- ♦ Небольшой 24-выводной корпус QSOP

ПРИМЕНЕНИЕ

- ♦ Компьютеры класса Notebook
- ♦ DC/DC-преобразователи для центрального процессора
- ♦ Одноступенчатые преобразователи (BATT в V_{CORE})
- ♦ Двухступенчатые преобразователи (+5 В в V_{CORE})

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинвл	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
MAX1710EEG	QSOP-24	–40...+85
MAX1711EEG	QSOP-24	–40...+85

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

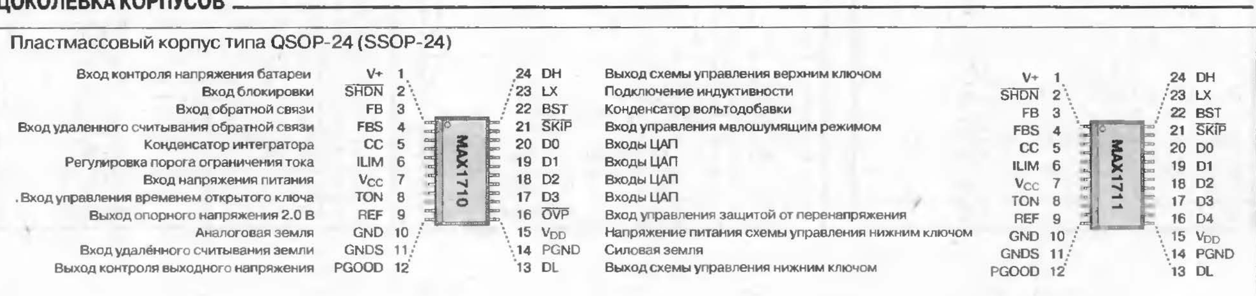
Микросхемы MAX1710/MAX1711 представляют собой понижающие DC/DC-преобразователи, предназначенные для питания центральных процессоров в компьютерах класса Notebook. Они отличаются быстродействующей переходной характеристикой, высокой точностью и высоким КПД, необходимым для источников питания центрального процессора. Собственная разработка фирмы Maxim — быстродействующая ШИМ-схема управления QUICK-PWM™ с постоянным временем открытого ключа позволяет работать с широким диапазоном входных и выходных напряжений и обеспечивает мгновенный (100 нс) отклик на изменение нагрузки, поддерживая рабочую частоту относительно постоянной.

Высокую точность преобразования обеспечивает 2-проводная схема удалённого считывания, которая компенсирует падение напряжения на шине питания и силовой земле. Встроенный цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) устанавливает выходное напряжение в соответствии с техническими требованиями Mobile Pentium II® CPU. MAX1710 имеет высокий КПД при низкой стоимости, т.к. не содержит токоизмерительного резистора, традиционного для ШИМ-схем с управлением по току. Микросхема способна управлять мощными МОП-транзисторами синхронного выпрямителя.

Одноступенчатое понижающее (buck) преобразование позволяет использовать эти приборы с максимальным КПД для непосредственного питания от высоковольтных батарей. Альтернативное, 2-ступенчатое преобразование (используется для понижения системного питания +5 В вместо батареи) производится на большей частоте и позволяет получить минимальные размеры преобразователя напряжения.

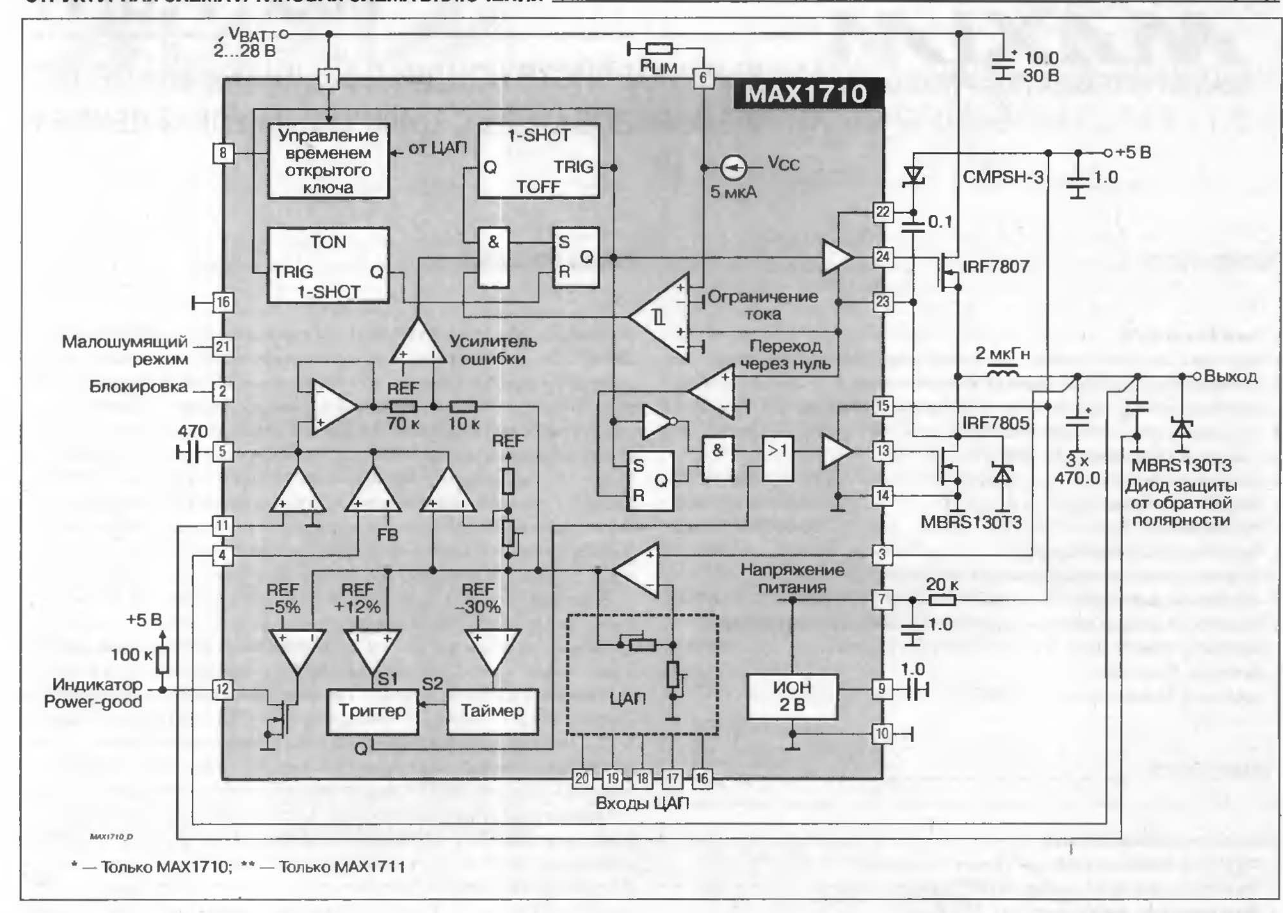
Микросхемы MAX1710 и MAX1711 идентичны, за исключением того, что MAX1711 имеет 5-разрядный, а не 4-разрядный ЦАП. Также, MAX1711 имеет фиксированный порог защиты от повышенного (V_{OUT} = 2.25 В) и пониженного (V_{OUT} = 0.8 В) напряжения, тогда как MAX1710 имеет регулируемые пороги V_{OUT}. Микросхема MAX1711 предназначена для таких применений, где коды ЦАП могут изменяться динамически.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



КОДЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

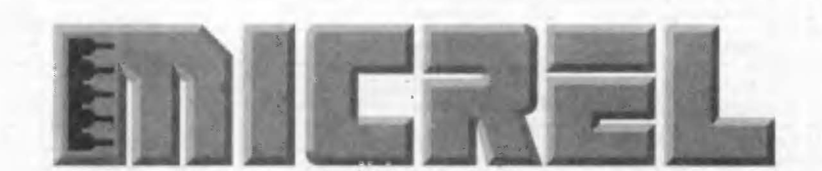
MAX1710

D3	D2	D1	D0	Выходное напряжение, В
0	0	0	0	2.00
0	0	0	1	1.95
0	0	1	0	1.90
0	0	1	1	1.85
0	1	0	0	1.80
0	1	0	1	1.75
0	1	1	0	1.70
0	1	1	1	1.65
1	0	0	0	1.60
1	0	0	1	1.55
1	0	1	0	1.50
1	0	1	1	1.45
1	1	0	0	1.40
1	1	0	1	1.35
1	1	1	0	1.30
1	1	1	1	1.25

MAX1711

D4	D3	D2	D1	D0	Выходное напряжение, В
0	0	0	0	0	2.00
0	0	0	0	1	1.95
0	0	0	1	0	1.90
0	0	0	1	1	1.85
0	0	1	0	0	1.80
0	0	1	0	1	1.75
0	0	1	1	0	1.70
0	0	1	1	1	1.65
0	1	0	0	0	1.60
0	1	0	0	1	1.55
0	1	0	1	0	1.50
0	1	0	1	1	1.45
0	1	1	0	0	1.40
0	1	1	0	1	1.35
0	1	1	1	0	1.30
0	1	1	1	1	Блокировка

D4	D3	D2	D1	D0	Выходное напряжение, В
1	0	0	0	0	1.275
1	0	0	0	1	1.250
1	0	0	1	0	1.225
1	0	0	1	1	1.200
1	0	1	0	0	1.175
1	0	1	0	1	1.150
1	0	1	1	0	1.125
1	0	1	1	1	1.100
1	1	0	0	0	1.075
1	1	0	0	1	1.050
1	1	0	1	0	1.025
1	1	0	1	1	1.000
1	1	1	0	0	0.975
1	1	1	0	1	0.950
1	1	1	1	0	0.925
1	1	1	1	1	Блокировка



8

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ MICREL

Прибор	Выходное напряжение, В					Топология преобразователя	Входное напряжение, В	Выходной ток, А	Метод управления	Частота, кГц	Особенности					Корпус
	2.85	3.3	5	12	Рег.						Skip-режим	Дежурный режим	Синхронизация	Ограничение тока	Защита от перегрева	
MIC2171					+	Повышающий	3...40	2.5	Ток	100		+			+	TO-220-5, TO-263-5
MIC2172					+	Повышающий	3...40	1.25	Ток	100			+	+	+	DIP-8, SOP-8
MIC3172					+	Повышающий	3...40	1.25	Ток	100		+		+	+	DIP-8, SOP-8
MIC2177		+	+		+	Синхронный понижающий	4.5...16.5	2.5	Ток	200	+	+	+	+	+	SOP-20
MIC2178		+	+		+	Синхронный понижающий	4.5...16.5	2.5	Ток	200	+	+	+	+	+	SOP-20
MIC2179		+	+		+	Синхронный понижающий	4.5...16.5	1.5	Ток	200	+	+	+	+	+	SSOP-20
MIC2570	(1)	(1)	(1)		+	Повышающий	1.3...15	0.13	Skip[4]	20	+		+	+		SOP-8
MIC2571	(1)	(1)	(1)		+	Повышающий	0.9...15	0.12	Skip[4]	20	+		+	+		MSOP-8
LM2574		+	+	+	+	Понижающий	4...40	0.5	Напряжение	52		+		+	+	DIP-8, SOP-14
MIC4574		+	+		+	Понижающий	4...24	0.5	Напряжение	200		+		+	+	DIP-8, SOP-14
LM2575		+	+	+	+	Понижающий	4...40	1	Напряжение	52		+		+	+	TO-220-5, TO-263-5, DIP-16, SO-24
MIC4575		+	+		+	Понижающий	4...24	1	Напряжение	200		+		+	+	TO-220-5, TO-263-5
LM2576		+	+	+	+	Понижающий	4...40	3	Напряжение	52		+		+	+	TO-220-5, TO-263-5
MIC3832					+	Двухтактный	15.9...21	1	Напряжение/ток	30...500		+	+	+		DIP-16, SOP-16
MIC3833					+	Двухтактный	8.3...21	1	Напряжение/ток	30...500		+	+	+		DIP-16, SOP-16
MIC4576		+	+		+	Понижающий	4...24	3	Напряжение	200		+		+	+	TO-220-5, TO-263-5
MIC38C42/44					+	Обратноходовой	15.5...20[2]	Внешний ПТ	Ток	500				+		DIP-8/14, SOP-8/14, MSOP-8/14
MIC38HC43/45					+	Обратноходовой	9...20[3]	Внешний ПТ	Ток	500				+		DIP-8/14, SO-8/14, MSOP-8/14

Примечвния:
1) На выбор 2.85/3.3/5 В
2) Запуск 15.5 В, минимальное рабочее напряжение 10 В
3) Запуск 9 В, минимальное рабочее напряжение 8.2 В
4) Skip — Режим с пропуском импульсов при слабой нагрузке

MIC2177

СИНХРОННЫЙ ПОНИЖАЮЩИЙ СТАБИЛИЗАТОР НА ТОК 2.5 А

ОСОБЕННОСТИ

- Входное напряжение .... 4.5...18 В
- Два режима работы для обеспечения высокого КПД:
  - ШИМ .... свыше 200 мА
  - с пропуском импульсов .... менее 200 мА
- Сопротивление встроенного силового ключа в открытом состоянии ..... 0.1 Ом
- Частота преобразоввния .... 200 кГц
- Малый ток покоя
- ШИМ с переключением по току
- Защита от перегреаа
- Блокировка при снижении входного напряжения

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема MIC2177 представляет собой синхронный импульсный понижающий стабилизатор напряжения с частотой преобразования 200 кГц. Микросхема разработана для применения в высокоэффективных батарейных источниках питания.

Высокий КПД преобразователей (95%) в широком диапазоне токов нагрузки потребления достигается путем переключения из ШИМ-режима работы в прерывистый режим — с пропуском импульсов. Частота преобразования может синхронизироваться внешним сигналом до 300 кГц.

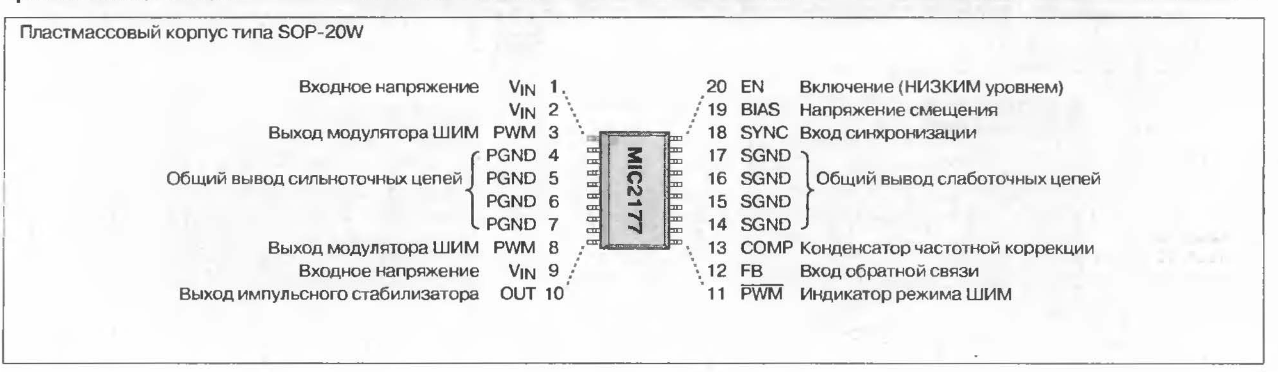
ПРИМЕНЕНИЕ

- Высокоэффективные бвтарейные источники питания
- Преобразователи напряжения постоянного тока
- Сотовые телефоны
- Переносные компьютеры
- Переносной инструмент

ТИПОНОМИНАЛЫ

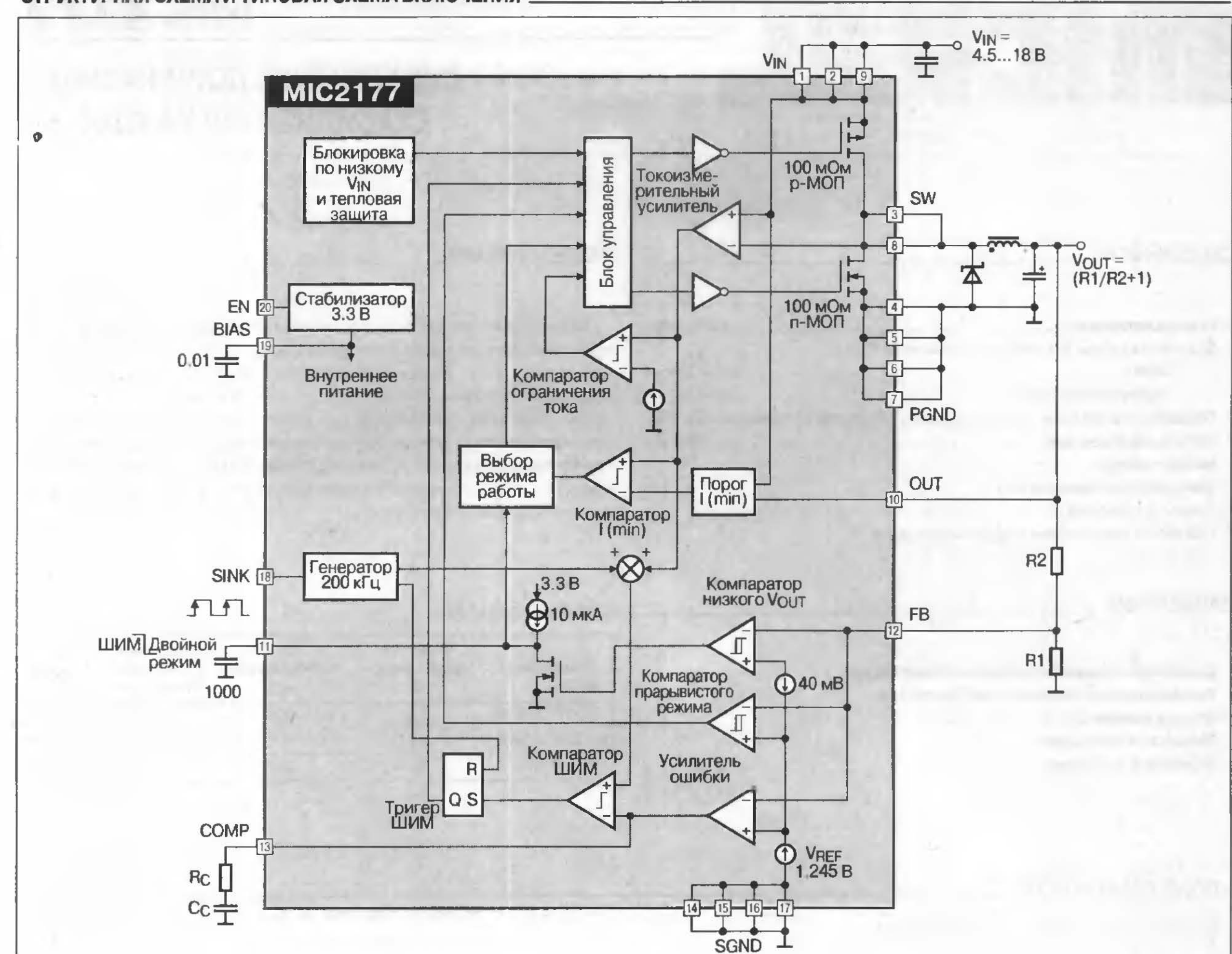
Типономинвл	Выходное напряжение, В	Частота преобразования, кГц	Диапазон рабочих температур, °С	Корпус
MIC2177-3.3BWM	3.3	200	–40...+85	SOP-20W
MIC2177-5.0BWM	5.0	200	–40...+85	SOP-20W
MIC2177BWM	Рег.	200	–40...+85	SOP-20W

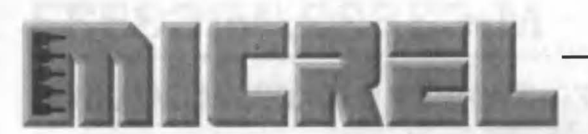
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ





MIC2571

СЕРИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОВЫШАЮЩИХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Входное напряжение .... 0.9...15 В
- Ток покоя .... 120 мкА
- Площадь готовой платы стабилизатора .... 2 см²
- Выходное напряжение
  - фиксированное .... 2.85, 3.3, 5 В (MIC2571-1)
  - регулируемое .... до 36 В (MIC2571-2)
- Максимальный входной ток .... 1 А
- Отдельный вход синхронизации

ПРИМЕНЕНИЕ

- Пейджеры
- ЖК-индикаторы
- Переносное оборудование с батарейным питанием
- Калькуляторы
- Аппаратура дистанционного управления
- Детекторы
- Батарейные источники питания

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Серия MIC2571 представляет собой микромощные импульсные повышающие стабилизаторы, работающие от напряжения одного щелочного, литиевого или никель-металлогидридного элемента. Микросхемы MIC2571-1 разработаны для применения в источниках питания с фиксированным выходным напряжением, MIC2571-2 — с перестраиваемым выходным напряжением до 36 В. Встроенный генератор задает фиксированную частоту преобразования 20 кГц, для подачи импульсов внешней частоты имеется отдельный вход синхронизации.

Микросхемы, предназначенные в для работы с фиксированным выходным напряжением, включают в себя резистивный делитель напряжения.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Наименование	Диапазон рабочих температур, °С	Выходное напряжение, В	Частота преобразования, кГц	Корпус
MIC2571-1BMM	–40...+85	2.85, 3.3, 5	20	MSOP-8
MIC2571-2BMM	–40...+85	Регулируемое	20	MSOP-8

СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Стабилизатор с выходным напряжением 2.85 В

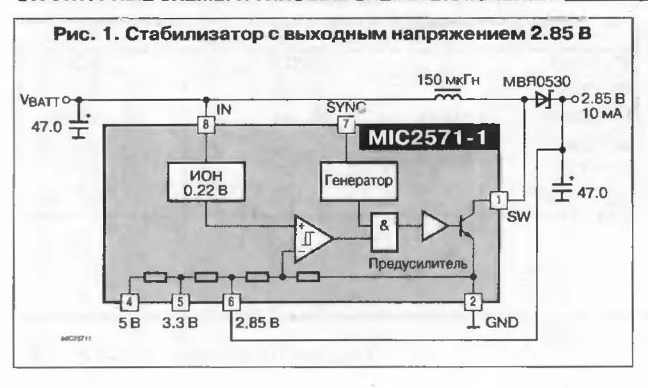
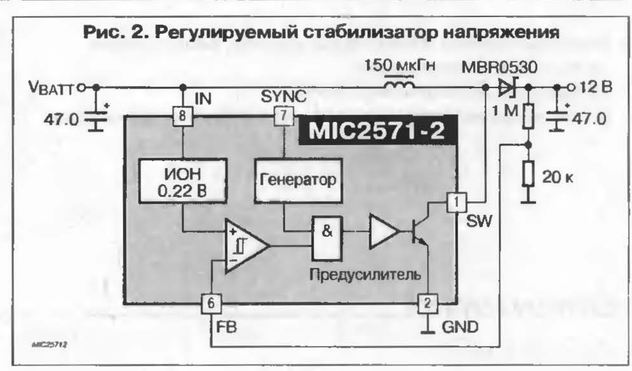
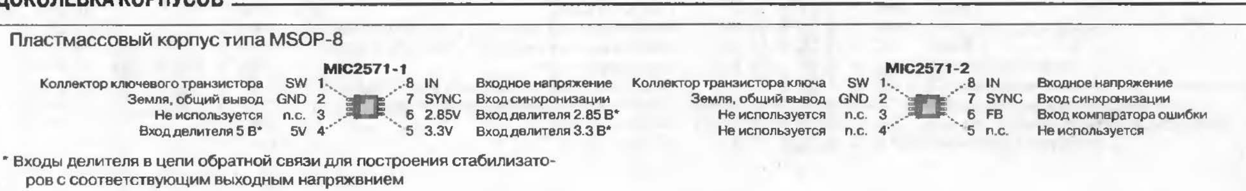


Рис. 2. Регулируемый стабилизатор напряжения

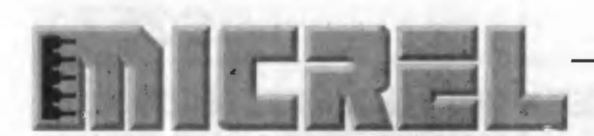


ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



* Входы делителя в цепи обратной связи для построения стабилизаторов с соответствующим выходным напряжвнием

8



MIC3832/MIC3833

ШИМ-КОНТРОЛЛЕР С ТОКОВЫМ ПИТАНИЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- Напряжение запуска
  - MIC3832 .... 15.9 В
  - MIC3833 .... 8.3 В
- Блокировка при пониженном напряжении
  - MIC3832 .... 9.8 В
  - MIC3833 .... 7.8 В
- Максимальное напряжение питания .... 21 В
- Ток запуска
  - максимальный .... 0.5 мА
  - типовой .... 40 мкА
- Потребляемый ток .... 17 мА (typ)
- Длительность фронтов импульса .... 50 нс
- Частота тактового генератора .... 30...500 кГц
- ШИМ может управляться квк по напряжению, так и по току
- Мягкий запуск
- Источник опорного напряжения .... 5 В ±2%/20 мА
- Тотемный выход .... 1 А
- Защитный стабилитрон на 22 В по питанию
- ШИМ-триггер с защелкой
- Регулируемый максимальный рабочий цикл
- Полоса пропускания усилителя ошибки .... 5 МГц

ПРИМЕНЕНИЕ

- Импульсные источники питания большой мощности, вырабатывающие несколько номиналов напряжения
- Изолированные высоковольтные источники
- Двухтактные источники и преобразователи напряжения с токовым питанием

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы MIC3832 и MIC3833 представляют собой ШИМ-контроллеры, разработанные для применения в мощных импульсных источниках питания. К особенностям приборов относятся: блокировка при пониженном напряжении (UVLO) с гистерезисом, мягкий запуск с программируемой постоянной времени, ШИМ-триггер-защелка для предотвращения сдвоенных выходных импульсов и маскирование переднего фронта выходного импульса для схемы защиты по току. Схема преобразователя с токовым питанием позволяет избежать проблем, связанных с насыщением сердечника в результате сквозной проводимости двухтактной схемы, и уменьшить нагрузку на выходные транзисторы.

Микросхемы состоят из широтно-импульсного модулятора с рабочей частотой до 500 кГц и двух выходных каскадов, которые работают на половинной частоте при рабочем цикле 50%. В MIC3832 схема UVLO разрешает запуск при входном напряжении более 15.9 В и выключает схему при снижении напряжения питания ниже 9.8 В. MIC3833 запускается при напряжении более 8.3 В и выключается при 7.8 В. Внутренний стабилитрон на 22 В обеспечивает мслаботочную защиту от повышенного напряжения (OVP).

Все три тотемных выходных каскада обеспечивают выходной ток управления внешними МОП, биполярными или IGBT-транзисторами до 1 А (peak). Выходы Q и $\overline{Q}$ имеют внутреннее время неперекрытия 50 нс.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинвл	Диапазон рабочнх температур, °C	Корпус
MIC3832AJB	−55...+125	CerDIP-16
MIC3832BN	−40...+85	PDIP-16
MIC3832BWM	−40...+85	SOP-16W
MIC3833AJB	−55...+125	CerDIP-16
MIC3833BN	−40...+85	PDIP-16
MIC3833BWM	−40...+85	SOP-16W

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Корпус типа DIP-16 — MIC3832/33

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Общий	GND	1	16	$\overline{Q}$	Инверсный выход
Выход модулятора ШИМ	PWM	2	15	C_T	Частотозадающий конденсатор тактового генератора
Выход	Q	3	14	R_T	Частотозадающий резистор тактового генератора
Напряжение питания	V_{DD}	4	13	SYNC	Вход синхронизации
Выход источника опорного напряжения на 5 В	5V REF	5	12	CMR	Вход пилообразного напряжения модулятора ШИМ
Инвертирующий вход усилителя ошибки	EA-	6	11	MDS/SS	Максимальный рабочий цикл/мягкий запуск
Неинвертирующий вход усилителя ошибки	EA+	7	10	SHDN	Вход блокировки
Выход усилителя ошибки	EA OUT	8	9	n.c.	Не используется

Пластмассовый корпус типа SOP-16W — MIC3B32/33

Вывод	№	№	Вывод
GND	1	16	$\overline{Q}$
PWM	2	15	C_T
Q	3	14	R_T
V_{DD}	4	13	SYNC
5V REF	5	12	CMR
EA-	6	11	MDS/SS
EA+	7	10	SHDN
EA OUT	8	9	n.c.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

Двухтактный преобрвзователь напряжения мощностью 100 Вт с токовым питанием, КПД 75%

MIC4576

СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ С ВЫХОДНЫМ ТОКОМ 3 А

ОСОБЕННОСТИ

- Фиксированная частота преобразования . . . 200 кГц
- Фиксированное (3.3, 5 В) и регулируемое выходное напряжение
- Точность выходного напряжения во всем рабочем диапазоне входного напряжения и тока нагрузки
  - фиксированные . . . ±3% (max)
  - регулируемое, напряжение обратной связи . . . ±2% (max)
- Ток ключа . . . 3 А
- Входное напряжение . . . 4...36 В
- Выходное напряжение . . . 1.23...30 В
- КПД . . . >75%
- Ток потребления в дежурном режиме . . . 200 мкА (typ)
- Стандартное значение индуктивности на 25% меньше, чем для LM2576
- Защита от перегрева и перегрузки по току

ПРИМЕНЕНИЕ

- Несложные высокоэффективные понижающие стабилизаторы напряжения
- Высокоэффективные предварительные источники питания для линейных стабилизаторов
- Положительные и отрицательные преобразователи
- Зарядные устройства
- Стабилизатор напряжения для Intel PentiumTM и подобных микропроцессоров

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Серия микросхем MIC4576 представляют собой импульсные понижающие стабилизаторы общего применвния, работающие с частотой преобразования 200 кГц. Стабильность частоты импульсов, вырабатываемых встроенным генератором — ±10%.

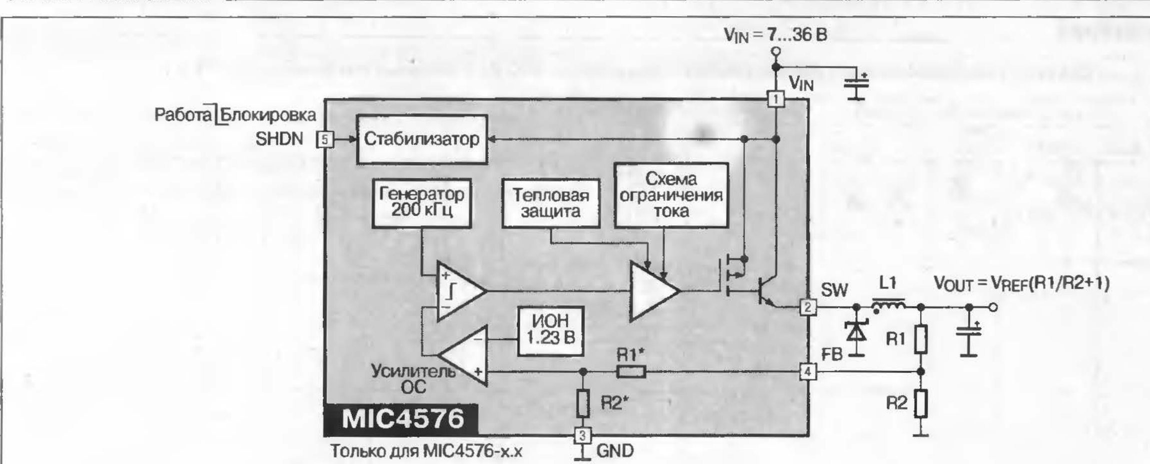
MIC4576 выпускается с фиксированным (3.3 и 5 В) или регулируемым (1.23...30 В) выходным напряжением. Все приборы допускают ток ключа до 3 А и имеют отличную стабильность по току и напряжению.

Разброс выходного напряжения не прввышает ±2% для приборов с фиксированным выходным напряжением и ±3% — для регулируемых. Стабильность частоты гарантируется на уровне ±10%.

В дежурном режиме микросхемы потребляют ток не болев 200 мкА. Приборы обеспечивают поцикловов ограничение тока и защиту от перегрева.

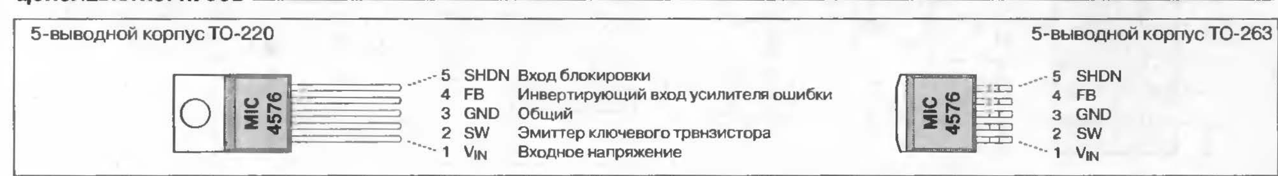
Данная серия импульсных стабилизаторов требует минимального числа внешних компонентов и может работать со стандартными индуктивными элементами. Частотная компенсация обеспечивается внутрисхемно.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



* — Для MIC4576 с регулируемым выходным напряжением делитель R1, R2 отсутствует, вывод FB соединен непосредственно с неинвертирующим входом усилителя ошибки

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Схема стабилизатора с выходным напряжением 5 В

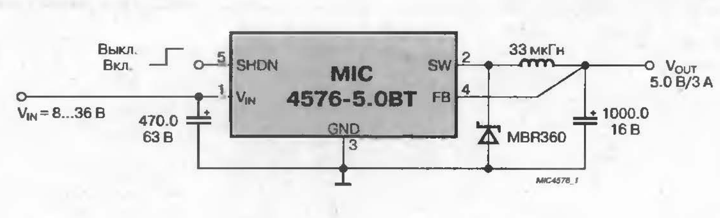
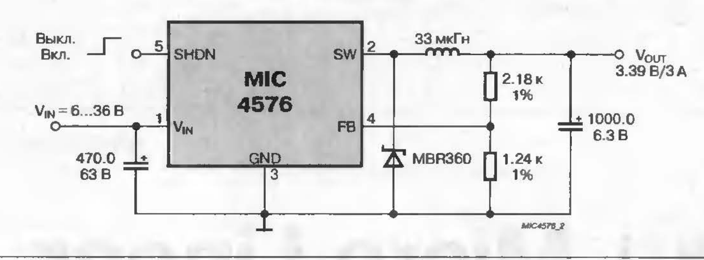


Рис. 2. Схема стабилизатора с регулируемым выходным напряжением



ТИПОНОМИНАЛЫ

Наименование	Выходное напряжение, В	Диапазон рабочих температур, °С	Корпус
MIC4576-3.3BT	3.3	–40...+85	TO-220-5
MIC4576-5.0BT	5.0	–40...+85	TO-220-5
MIC4576BT	Регулируемое	–40...+85	TO-220-5
MIC4576-3.3BU	3.3	–40...+85	TO-263-5
MIC4576-5.0BU	5.0	–40...+85	TO-263-5
MIC4567BU	Регулируемое	–40...+85	TO-263-5

8

Micro Linear

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ MICRO LINEAR

КОНТРОЛЛЕРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Прибор	Разброс опорного напряжения	Корпус	Схемотехника	Коэффициент мощности	Выходная мощность, Вт	Пиковое выходное напряжение	Выходной ток, А	Мягкий запуск	OVP	UVLO	Прямая связь по V_{IN}	Зависимость макс. тока от напряжения питания
ML4812	±1%	DIP-16, PLCC-20	Повышающий (пиковый ток)	0.99	> 50	$V_{OUT} > V_{IN}$	1	+	+	+	+	
ML4813	±1%	DIP-16, SOP-16W	Обратноходовой	0.99	< 250	V_{OUT} > или < V_{IN}	1	+	+	+	+	
ML4821	±2%	DIP-18, SOP-20	Повышающий (средний ток)	0.99	> 500	$V_{OUT} > V_{IN}$	1	+	+	+	+	+
ML4822	±1%	DIP-14, SOP-16W	Повышающий (средний ток) с мягким переключением	0.99	> 1000	$V_{OUT} > V_{IN}$	0.5	+	+	+	+	+

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ

Прибор	Функциональное назначение	Корпус	Мягкий запуск	UVLO	Управление	f_{MAX}, МГц	Выходной ток, А (peak)	Ограничение тока
ML4817	Высокочастотный ШИМ-контроллер	DIP-16, SOP-16W	+	+	Напряжение/ток	1	2	+
ML4823	Высокочастотный ШИМ-контроллер	DIP-16, SOP-16W, PLCC-20	+	+	Ток	1	2	+
ML4825	Высокочастотный ШИМ-контроллер	DIP-16, SOP-16W, PLCC-20	+	+	Ток	1	2	+

КОМБИНИРОВАННЫЕ ККМ/ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ

Прибор	Максимальная частота ККМ/ШИМ, кГц	Корпус	Особенности	Выход ШИМ	Выходной ток, А	Мягкий запуск	Ограничение тока	Аварийный детектор (x3)	OVP V_{CC}	Зависимость макс. тока от напряжения питания
ML4800	200/200	DIP-16, SOP-16N	Повышающий (средний ток)	Однотактный	0.5 (15 Вт)	+	+	+		+
ML4801	200/400	DIP-16, SOP-16N	Повышающий (средний ток)	Однотактный	0.5 (15 Вт)	+	+	+		+
ML4802	200/400	DIP-16, SDP-16N	Повышающий (средний ток), Green Mode	Однотактный	0.5 (15 Вт)	+	+	+		+
ML4803-1	80/80	DIP-8, SOP-8, TSSOP-8	Повышающий (пиковый или средний ток)	Однотактный	1 (15 Вт)	+	+	+	+	+
ML4803-2	80/180	DIP-8, SOP-8, TSSOP-8	Повышающий (пиковый или средний ток)	Однотактный	1 (15 Вт)	+	+	+	+	+
ML4805	250/500	DIP-18, SOP-18	Повышающий (напряжение или средний ток)	Однотактный	0.5 (15 Вт)	+	+	+		+
ML4819	500/500	DIP-20, SOP-20	Повышвющий (пиковый ток)	Однотактный	1		+			
ML4824-1	500/500	DIP-16, SOP-16W	Повышающий (средний ток)	Однотактный	0. 5	+	+			+
ML4824-2	250/500	DIP-16, SOP-16W	Повышающий (средний ток)	Однотактный	0. 5	+	+			+
ML4826-1	500/500	DIP-20, SOP-20	Повышающий (средний ток)	Однотактный	0. 5	+	+			+
ML4826-2	250/500	DIP-20, SOP-20	Повышающий (средний ток)	Двухтактный	0. 5	+	+			+
ML4827-1	500/500	DIP-16, SOP-16N	Повышающий (средний ток), рабочий цикл ШИМ 50%	Однотактный	0. 5	+	+	+		+
ML4827-2	500/500	DIP-16, SOP-16N	Повышающий (средний ток)t, рабочий цикл ШИМ 70%	Однотактный	0. 5	+	+	+		+
ML4841	250/500	DIP-16, SOP-16W	Повышающий (средний ток) с регулируемой прямой связью	Однотактный	0. 5	+	+			+

Примечания:
ККМ — контроллер коэффициента мощности (PFC)
Green Mode — энергосберегающий режим при слабой нагрузке
UVLO — блокировка при пониженном напряжении
OVP — защита от перенапряжения

РЕЗОНАНСНЫЕ И ФАЗОМОДУЛИРУЮЩИЕ КОНТРОЛЛЕРЫ

Прибор	Описание	Корпус	Режим переключения	UVLO	Управление	Аварийный детектор	Применение	f_{MAX}, МГц	Выходной ток, А (peak)
ML4815	Резонансный прbобразователь с переключением при нулевом напряжении	DIP-16, PLCC-20	Нулевое напряжение	+	Постоянное время открытого ключа	+	DC/DC	2	2
ML4816	Мультирежимный разонансный преобразователь	DIP-20, SOP-20	Мультирежимный	+	Постоянное время откр./закр. ключа	+	Сетевой, DC/DC	2.5	1.5
ML4818	Контроллер с фазовой модуляцией и мягким переключением	DIP-24N, SOP-24	Нулевое напряжение	+	Фазовая модуляция	+	Сетевой, DC/DC	0.5	1.5
ML4828	БиКМОП контроллер с модуляцией фазы	DIP-20, SOP-20	Нулевое напряжение	+	Фазовая модуляция	+	Сетевой, DC/DC	1	1

Примечание: UVLO — блокировка при пониженном напряжении питания

8

ПОВЫШАЮЩИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ДЛЯ БАТАРЕЙНОГО ПИТАНИЯ

Прибор	Максимальный выходной ток при $V_{IN\ MIN}$, мА*	Корпус	КПД, %	Ток потребления, мкА	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Архитектура	Особенности
ML4751	25	SOP-8	85	80	1...V_{OUT} – 0.2	Рег.: 3...5.5	ЧИМ	–
ML4761	50	SOP-8	90	70	1...V_{OUT} – 0.2	Рег.: 2.5...6	ЧИМ	–
ML4769	200	SOP-8	85	85	1.8...V_{OUT} – 0.2	Рег.: 3...5.5	ЧИМ	Входной ток до 1 А (peak), дежурный режим, откл. нагрузки
ML4770	300	SOP-8	85	85	1.8...V_{OUT} – 0.2	Рег.: 3...5.5	ЧИМ	Дежурный режим, откл. нагрузки
ML4771	300	SOP-8	90	50	1.8...V_{OUT} – 0.2	Рег.: 3...5.5	ЧИМ	–
ML4775	50	SOP-8	90	80	1...V_{OUT} – 0.2	Рег.: 2.5...5.5	ЧИМ	Дежурный режим, откл. нагрузки
ML4790	15	SOP-8	85	80	1...6	Рег.: 2.5...5.5	ЧИМ + лин. стабилизатор с LDO	Выходные пульсации 5 мВ
ML4850	25	SOP-8	85	80	1...V_{OUT} – 0.2	2.2/2.5	ЧИМ	Контроль разряда батареи
ML4851	45	SOP-8	85	80	1...V_{OUT} – 0.2	3.3/5	ЧИМ	Контроль разряда батареи
ML4861	75	SOP-8	90	70	1...V_{OUT} – 0.2	3.3/5/6	ЧИМ	Контроль разряда батареи
ML4865	50	SOP-8	85	55	1.8...10	Рег./12	ЧИМ	Дежурный режим, откл. нагрузки
ML4868	15	SOP-8	90	70	1.5...V_{OUT} – 0.2	3.3/5	ЧИМ	Контроль разряда батареи
ML4870	300	SOP-8	85	85	1.8...V_{OUT} – 0.2	3.3/5	ЧИМ	Дежурный режим, откл. нагрузки
ML4871	400	SOP-8	90	50	1.8...V_{OUT} – 0.2	3.3/5	ЧИМ	Контроль разряда батареи
ML4872	400	SOP-8	90	50	1.8...V_{OUT} – 0.2	3.3/5	ЧИМ	Дежурный режим
ML4875	75	SOP-8	90	80	1...V_{OUT} – 0.2	3/3.3/5	ЧИМ	Дежурный режим, откл. нагрузки
ML4890	35	SOP-8	85	80	1...6	3/3.3/5	ЧИМ + лин. стабилизатор с LDO	Выходные пульсации 5 мВ
ML4950	25	SOP-8	85	80	1...V_{OUT} – 0.2	Рег.: 2...3	ЧИМ	Контроль разряда батареи
ML4951	25	SOP-8	85	80	1...V_{OUT} – 0.2	Рег.: 3...5.5	ЧИМ	Контроль разряда батареи
ML4961	50	SOP-8	90	70	1...V_{OUT} – 0.2	Рег.: 2.5...6	ЧИМ	Контроль разряда батареи

Примечание: * Максимальный выходной ток зависит от выходного напряжения; LDO — линейный стабилизатор с малым падением напряжения вход-выход

DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ БАТАРЕЙНОГО ПИТАНИЯ

Прибор	Описание	Корпус	Ток потребления, мкА	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА*	Особенности
ML4862	Контроллер питания ноутбука, лэптоп-компьютера	SOP-32	1600	5.5...22	3.3, 5, 12, ...	*	–
ML4863	Обратноходовой преобразователь	SOP-8	130	3.15...15	3.3, 5, 12, ...	*	Синхронный понижающий
ML4866	Понижающий стабилизатор	SOP-8	350	3.5...6.5	3.3	450	Пакетный режим
ML4873	Контроллер питания ноутбука, лэптоп-компьютера	SSOP-28, SOP-28	1400	5.5...24	3.3, 5, 12, ...	*	Индивидуальное отключение
ML4880	Контроллер питания ноутбука, лэптоп-компьютера	SOP-24	400	5.5...18	3.3, 5, 12, ...	*	Мощный выход 12 В
ML4894	Понижающий стабилизатор	SOP-8	150	5.9...15	5	*	Отключение
ML4895	Понижающий стабилизатор	SOP-8	150	5.9...15	Рег.: 2.5...4	*	Отключение
ML4896	Сдвоенный понижающий стабилизатор	SOP-14	300	5.9...15	5, Рег.: 2.5...4	*	Индивидуальное отключение
ML4900	Контроллер питания V_{CCP} для Pentium Pro	SOP-16N, TSSOP-20	450	4.75...5.25	Рег.: 2.1...3.5	*	4-разр. ЦАП, быстрый отклик
ML4901	Контроллер питания V_{CCP} для Pentium Pro	SOP-16N, TSSOP-20	450	11.4...12.6	Рег.: 2.1...3.5	*	4-разр. ЦАП, быстрый отклик
ML4902	Контроллер питания V_{CCP} для Pentium II	TSSOP-20	900	4.75...5.25	Рег.: 1.8...3.5	*	5-разр. ЦАП, недорогое решение для измерения тока
ML4903	Контроллер питания V_{CCP} для Pentium II	TSSOP-20	900	11.4...12.6	Рег.: 1.8...3.5	*	5-разр. ЦАП, недорогое решение для измерения тока

Примечание: * Выходной ток контроллера определяется внешним МОП-транзистором

ML4770

Micro Linear

РЕГУЛИРУЕМЫЙ ПОВЫШАЮЩИЙ СТАБИЛИЗАТОР, РАБОТАЮЩИЙ ОТ ДВУХ ЭЛЕМЕНТОВ ПИТАНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Возможность отключения от нагрузки в дежурном режиме
- Внутреннее синхронное выпрямление
- Минимальное входное напряжение при полной нагрузке................1.8 В
- Минимальное число внешних компонентов, необходимое для работы
- Малый потребляемый ток
- Регулируемое выходное напряжение..............................3...5.5 В
- Режим непрерывного тока дросселя для больших нагрузок
- Встроенный полевой транзистор с низким сопротивлением открытого канала

ПРИМЕНЕНИЕ

- Устройства с батарейным питанием

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

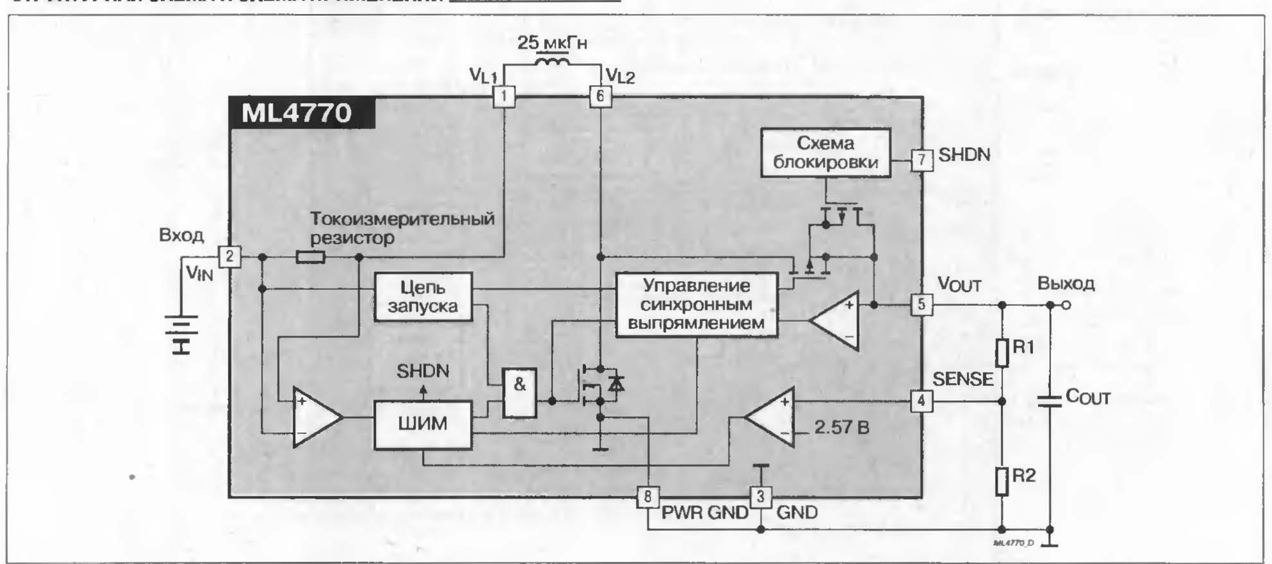
Микросхема ML4770 — импульсный повышающий стабилизатор напряжения с регулируемым выходом, предназначенный для работы в схемах с низковольтным батарейным питанием. Максимальная частота преобразования превышает 200 кГц, что позволяет применять малогабаритные индуктивные элементы. Микросхема начинает работать от напряжения 1.8 В. Выходное напряжение может быть установлено от 3 до 5.5 В внешним резистивным делителем, подключаемым ко входу SENSE. Встроенный синхронный выпрямитель позволяет избежать применения внешних диодов Шоттки и снизить падение напряжение на стабилизаторе, что приводит к повышению эффективности преобразования до 85%.

Вывод SHDN позволяет пользователю блокировать работу импульсного стабилизатора и полностью изолировать нагрузку от батареи.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Диапазон температур, °С	Корпус
ML4770CS	0...+70	SOP-8
ML4770E	-20...+70	SOP-8

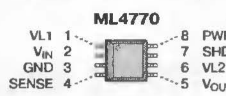
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-8

ML4770

Назначение	Вывод		Вывод	Назначение
Вывод подключения дросселя	VL1 1		8 PWR GND	Силовая земля
Входное напряжение	V_{IN} 2		7 SHDN	Блокировка
Земля	GND 3		6 VL2	Вывод подключения дросселя
Вход ОС по напряжению	SENSE 4		5 V_{OUT}	Выходное напряжение

8

ML4803

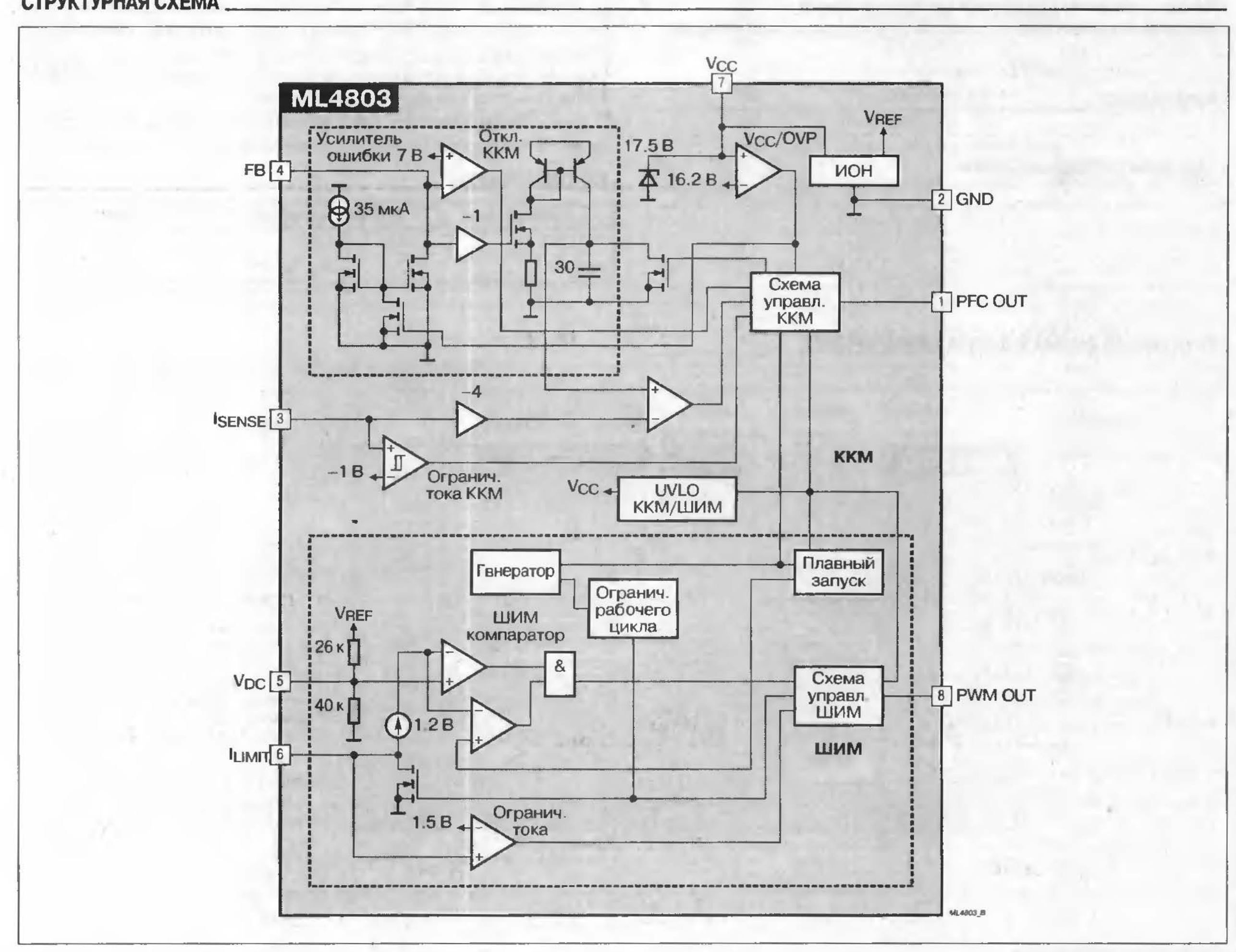
Micro Linear

КОМБИНИРОВАННЫЙ КОНТРОЛЛЕР ШИМ И КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

ОСОБЕННОСТИ

- Внутренне синхронизованные контроллер коэффициента мощности и ШИМ
- Патентованный усилиталь ошибки
- Малый потребляемый ток .... 2 мА (typ)
- Ток запуска .... 150 мкА (typ)
- ШИМ с переключением по току
- Защита от перенапряжения
- Блокировка при снижении напряжения питания
- Устойчивая работа при малых нагрузках
- Защита ККМ от перенапряжения с мягким запуском

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

ML4803

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Выход контроллера коэффициента мощности	PFC OUT	1	8	PWM OUT	Выход ШИМ
Земля	GND	2	7	V_{CC}	Напряжение питания
Вход компаратора ограничителя тока ККМ	I_{SENSE}	3	6	I_{LIMIT}	Вход компаратора ограничителя тока ШИМ
Вход усилителя ошибки ККМ	FB	4	5	V_{DC}	Вход напряжения ОС ШИМ

Пластмассовый корпус типа SOP-8

ML4803

Вывод	№	№	Вывод
PFC OUT	1	8	PWM OUT
GND	2	7	V_{CC}
I_{SENSE}	3	8	I_{LIMIT}
FB	4	5	V_{DC}

ПРИМЕНЕНИЕ

- Источники питания мощностью 100..300 Вт

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема ML4803 сочетает в одном корпусе контроллер коэффициента мощности (ККМ, PFC) и ШИМ-контроллер и характеризуется малыми значениями потребляемого тока и тока запуска.

Контроллер коэффициента мощности позволяет применять во входных цепях конденсаторы малой емкости, обеспечивает меньшую нагрузку для подводящей сети и облегчает работу ключа на МОП-транзисторе, производящего коррекцию коэффициента мощности. В результате ML4803 полностью удовлетворяет требованиям IEC1000-3-2. Микросхема включает схемы для реализации повышающего контроллера коэффициента мощности с режимом среднего тока и контролем переднего фронта импульса и ШИМ-контроллера с управлением заднего фронта.

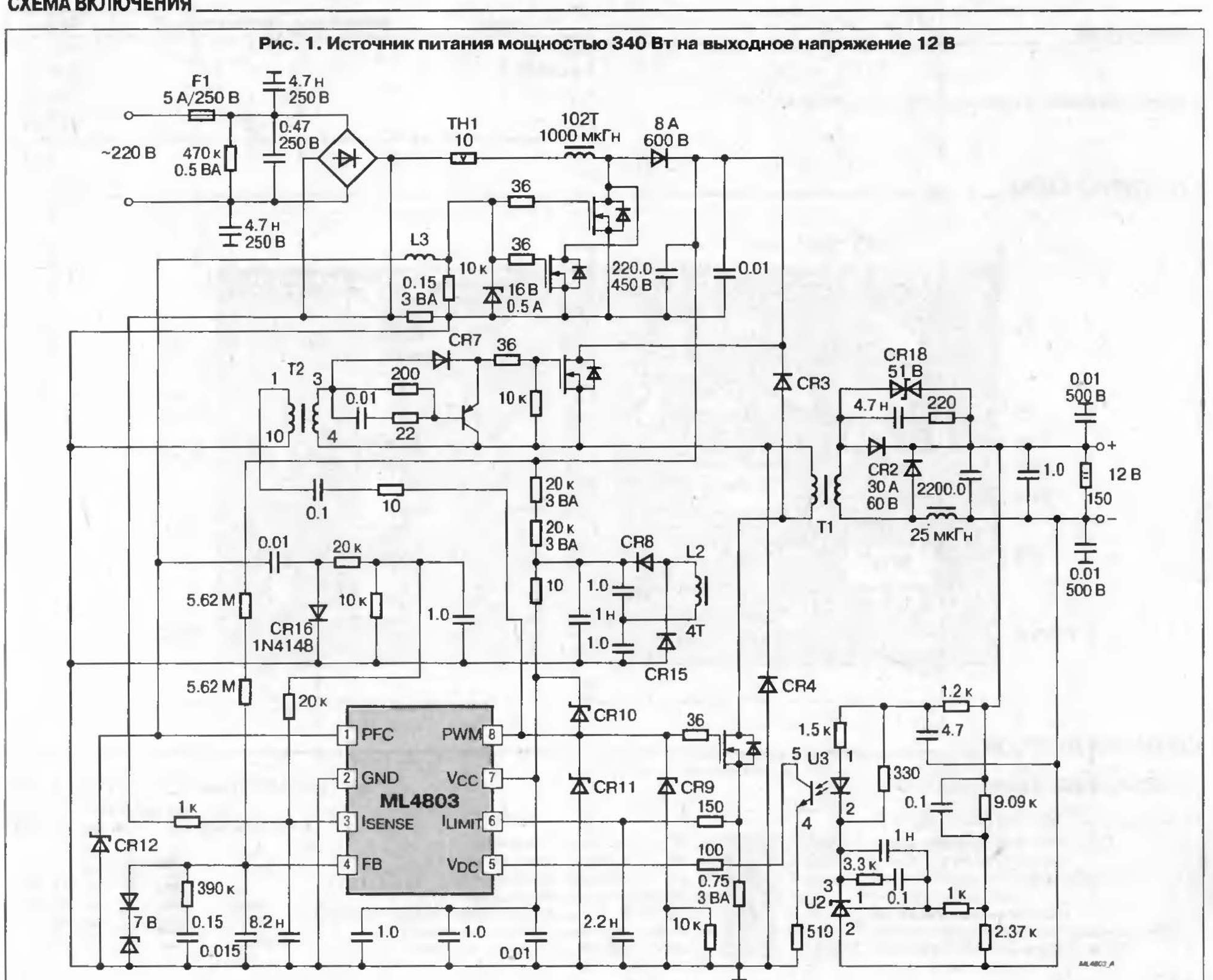
Обе части ML4803-1 работают на частоте 67 кГц. Частота ККМ микросхемы ML4803-2 автоматически устанавливается равной половине частоты секции ШИМ, которая составляет 134 кГц. Это позволяет использовать для ШИМ-секции компоненты меньшего размера при оптимальной рабочей частоте ККМ. Компаратор перенапряжения блокирует секцию ККМ в случае внезапного провала в нагрузке. Секция ККМ для повышения надежности схемы осуществляет ограничение пикового тока.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Тип	Частота ККМ/ШИМ, кГц	Рабочий диапазон температур, °С	Корпус
ML4803CP-1	67/67	0...+70	PDIP-8
ML4803CS-1	67/67	0...+70	SOP-8
ML4803IP-1	67/67	-40...+85	PDIP-8
ML4803IS-1	67/67	-40...+85	SOP-8
ML4803CP-2	67/134	0...+70	PDIP-8
ML4803CS-2	67/134	0...+70	SOP-8
ML4803IP-2	67/134	-40...+85	PDIP-8
ML4803IS-2	67/134	-40...+85	SOP-8

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Источник питания мощностью 340 Вт на выходное напряжение 12 В



Micro Linear

ML4822

КОНТРОЛЛЕР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

ОСОБЕННОСТИ

- ККМ с контролем среднего тока
- Низкий коэффициент нелинейных искажений и близкий к единице коэффициент мощности
- Ключ переключается при нулевом напряжении (ZVS)
- Устойчивая работа при малой нагрузке
- Модулятор усиления с токовым питанием (current fed) улучшает помехоустойчивость и обеспечивает универсальный вход
- Компаратор перенапряжения предотвращает уход выходного напряжения при пропадании нагрузки
- Мягкий запуск
- Ограничение тока
- Блокировка при сниженни напряжения питвния
- Источник опорного напряжения с разбросом 1%

ПРИМЕНЕНИЕ

- Корректоры мощности источников питания мощностью более 200 Вт

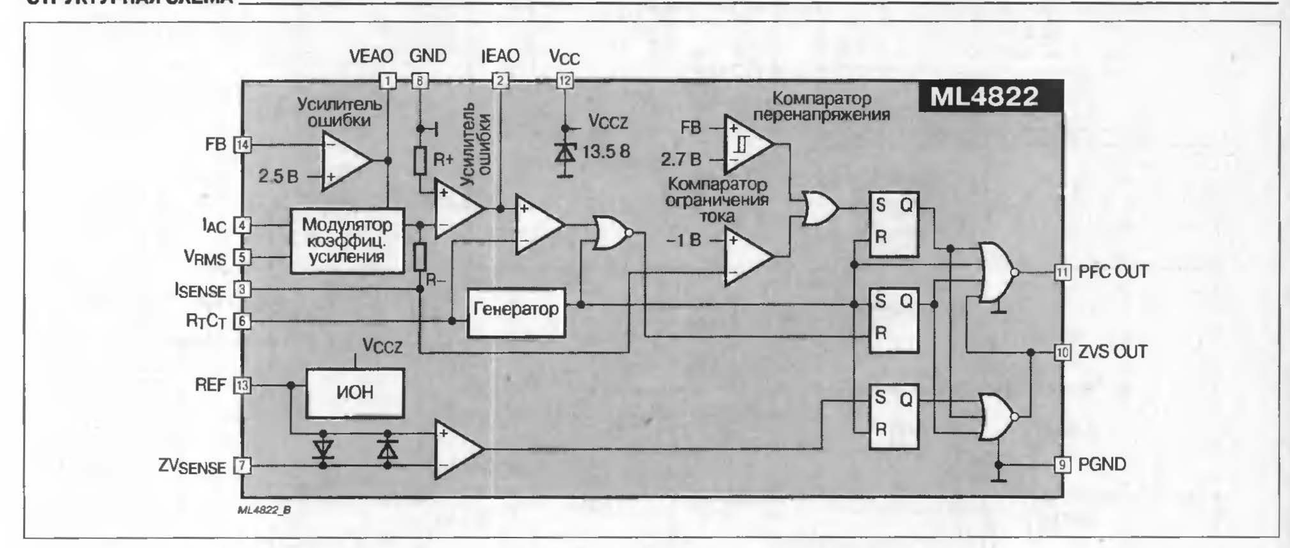
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема ML4822 представляет собой контроллер коэффициента мощности, предназначенный для применения в мощных источниках питания. Контроллер содержит все узлы, необходимые для построения повышающего корректора коэффициента мощности с контролем среднего тока, а также включает контроллер мощного ключа, переключаемого при нулевом напряжении, что позволяет снизить потери, вызванные восстановлением диода и включением МОП-транзистора. Управление по среднему току позволяет достичь значения коэффициента мощности, равного 98%, при коэффициенте нелинейных искажений 1%.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Рабочий диапазон температур, °C	Корпус
ML4822CP	0...+70	PDIP-14
ML4822CS	0...+70	SOP-16W
ML4822IP	–40...+70	PDIP-14
ML4822IS	–40...+70	SOP-16W

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

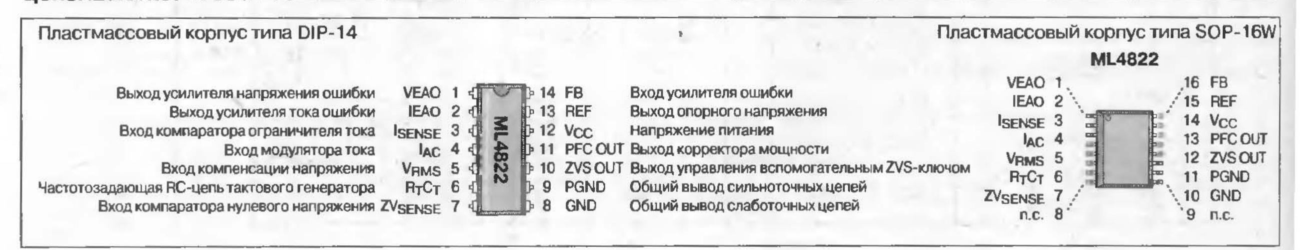
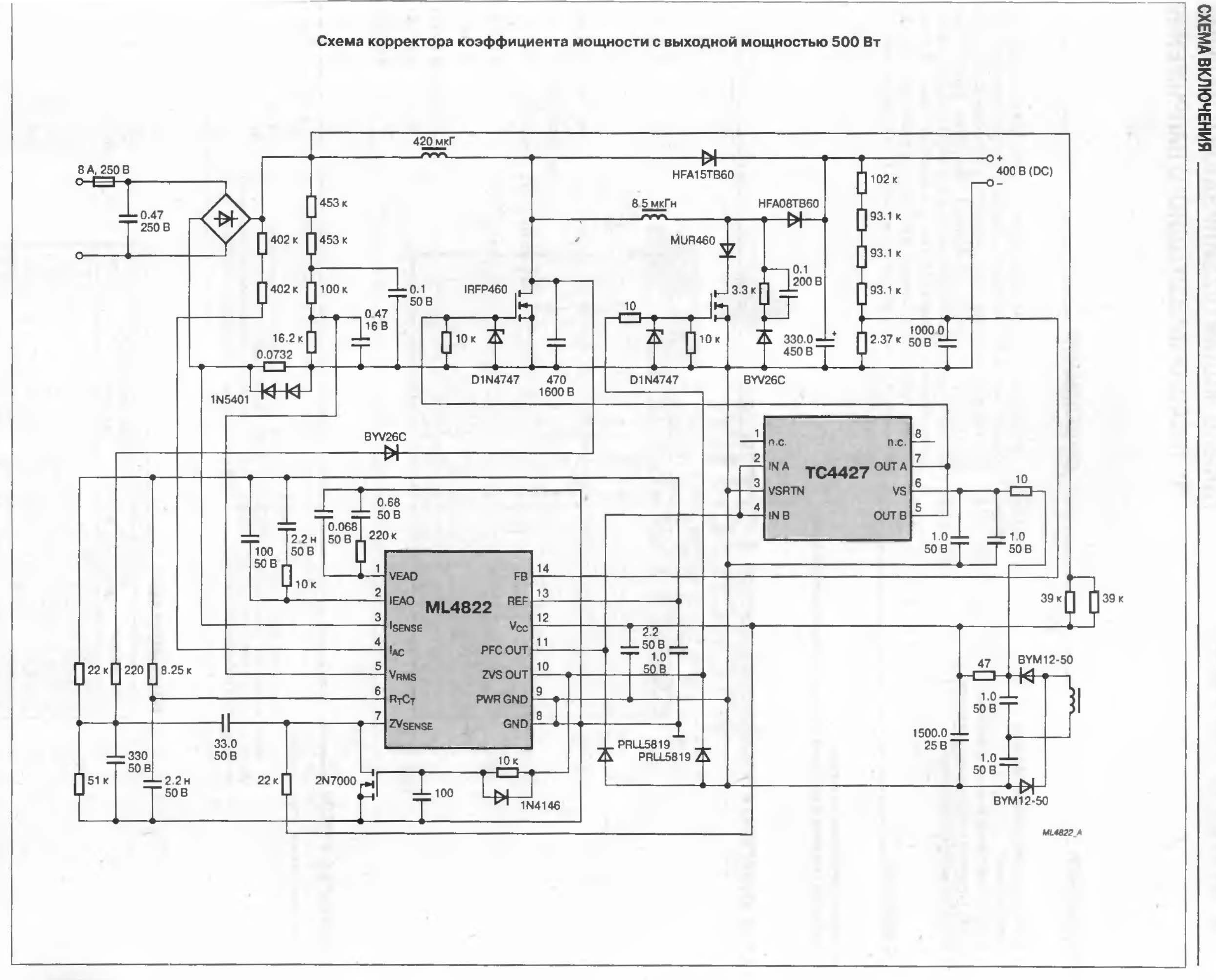


Схема корректора коэффициента мощности с выходной мощностью 500 Вт



ML4890

Micro Linear

ПОВЫШАЮЩИЙ СТАБИЛИЗАТОР С МАЛЫМИ ПУЛЬСАЦИЯМИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- **Малое напряжение пульсаций на выходе .... 5 мВ (typ)**
- **Низкий ток покоя .... 100 мкА**
- **Низкая нижняя граница входного напряжения .... 1 В**
- **ШИМ с внутренним синхронным выпрямлением**
- **Варианты с выходным напряжением .... 5.5, 3.3, 3 В**

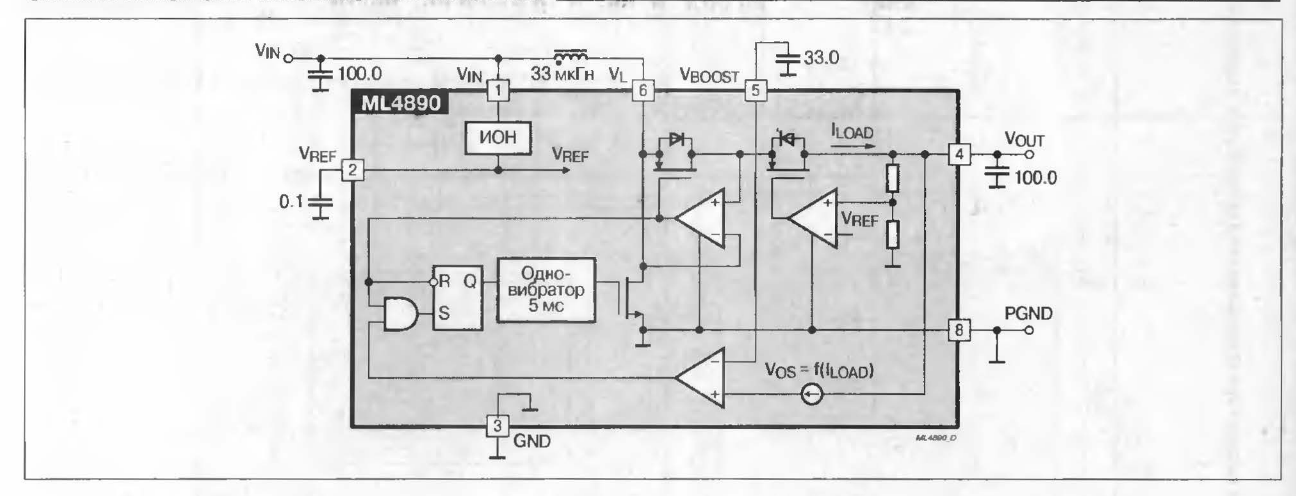
ПРИМЕНЕНИЕ

- **Телекоммуникационная аппаратура**
- **Аппаратура с питанием от одного или нескольких гальванических элементов**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема ML4890 представляет собой широтно-импульсный повышающий преобразователь, совмещенный с линейным стабилизатором с малым падением напряжения вход-выход (LDO). Стабилизатор выполнен по специальной технологии, позволяющей снизить до минимума падение напряжения на проходном транзисторе и повысить общую эффективность преобразования напряжения. Встроенный синхронный выпрямитель позволяет избежать применения внешних диодов и повысить общий коэффициент полезного действия.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-8

ML4890

Входное напряжение	V_{IN} 1	8	PGND	Общий вывод сильноточных цепей
Выход опорного напряжения	V_{REF} 2	7	SHDN	Вход блокировки
Общий вывод слаботочных цепей	GND 3	6	V_L	Вывод ключа преобразователя напряжения
Выход линейного стабилизатора	V_{OUT} 4	5	V_{BOOST}	Выход преобразователя напряжения

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выходное напряжение, В	Рабочий температурный диапазон, °С	Корпус
ML4890CS-T	3.0	0...+70	SOP-8
ML4890CS-3	3.3	0...+70	SOP-8
ML4890CS-5	5.0	0...+70	SOP-8
ML4890ES-T	3.0	–20...+70	SOP-8
ML4890ES-3	3.3	–20...+70	SOP-8
ML4890ES-5	3.0	–20...+70	SOP-8

MITSUBISHI ELECTRIC

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Mitsubishi Electronics Inc.:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ MITSUBISHI ELECTRONICS INC.

DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Прибор	Выходное напряжение, В	Максимальный выходной ток, мА	Входное напряжение, В	Ток потребления		Рабочая частота, кГц	Корпус	Особенности
				Рабочий, мкА	Дежурный, мкА			
M5291	1.17...40	200	2.5...40	1400	—	0.1...100	DIP-8, SOP-8	Повышающий и понижающий преобразователь
M5293	-32/-10...-50	-30	-20...-60	-6000	—	0.08...3	SSIP-5	Питание флюоресцентных ламп
M62210	1.25...19	150	2.5...18	1800	—	110	SOP-10	Повышающий и понижающий преобразователь
M62211	1.25...35	150	2.5...35	3500	—	110	SOP-10	Повышающий, понижающий, инвертирующий преобразователь
M62212	1.25...18	150	2.5...18	1800	—	110	SOP-8	Повышающий, понижающий, инвертирующий преобразователь
M62216	до 15	100	0.9...15	900 (typ)	25 (typ)	100	SOP-8	Повышающий преобразователь
M62220	3.3	100	4...15	900	—	110	SOP-8, SSIP-5	Фиксированное выходное напряжение
M62221	3	100	4...15	900	—	110	SOP-8, SSIP-5	Фиксированное выходное напряжение
M62222	2.7	100	4...15	900	—	110	SOP-8, SSIP-5	Фиксированное выходное напряжение
M62261	$-V_{IN}$	80 Ом	2.7...5.5	900	—	2...10	SOP-8	Преобразователь напряжения для радиотелефона, MMIC
	$-2V_{IN}$	240 Ом						
M62262	$-V_{IN}$	40 Ом	2.7...5.5	900	5	2...10	SOP-10	Преобразователь напряжения для радиотелефона, MMIC
	$-2V_{IN}$	120 Ом						
M62290	5	100	6...15	1100	—	70...170	SOP-8, SSIP-5	DC/DC-преобразователь на 5 В

ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ

Прибор	Входное напряжение, В	Напряжение запуска/останова, В	Выходной ток, мА	Ток запуска, мкА	Максимальный рабочий цикл, %	Частота, кГц	Корпус	Особенности
				УПРАВЛЕНИЕ ПО НАПРЯЖЕНИЮ				
M51995	12...36	16/10	±2000	90 (typ)	50	500 (max)	DIP-16, SOP-20	Поцикловое ограничение тока, UVLO, OVP
M51996	12...36	16/10	±1000	100 (typ)	50	500 (max)	DIP-14, SOP-16	Поцикловое ограничение тока, UVLO, OVP, мягкий запуск
M51997	12...30	16/10	±1000	100 (typ)	50	500 (max)	DIP-14, SOP-16	Поцикловое ограничение тока, UVLO, OVP, мягкий запуск
M62213	13.5...35	12.5/8.3	±1000	130 (typ)	90	700 (max)	SOP-10	Поцикловое ограничение тока, UVLO, OVP, мягкий запуск
M62501	7...14	9/6	±100	—	—	15...150	DIP-16, SOP-16	Поцикловое ограничение тока, UVLO, OVP, мягкий запуск
M62502	7...14	9/6	±100	—	—	15...150	SOP-16	Поцикловое ограничение тока, UVLO, OVP, мягкий запуск
				УПРАВЛЕНИЕ ПО ТОКУ				
M62281	13.5...35	12.5/8.3	±1000	270	90	700 (max)	SOP-10	Поцикловое ограничение тока, UVLO, OVP, мягкий запуск

Примечание:
UVLO — блокировка при пониженном нвпряжвнии;
OVP — защита при повышенном напряжении

M62213

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Управление внешним МОП-транзистором
- Рабочая частота........700 кГц
- Выходной ток........±1 А
- Тотемный выходной каскад
- Схема защиты от перенапряжения с таймером-защёлкой
- Мягкий запуск (с контролем мёртвого времени)
- Встроенный ОУ обратной связи (может управлять оптопарой)
- Быстродействующая схема поциклового ограничения тока
- Миниатюрный корпус типа SOP-10

ПРИМЕНЕНИЕ

- Импульсные стабилизаторы
- DC/DC-конвертеры

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

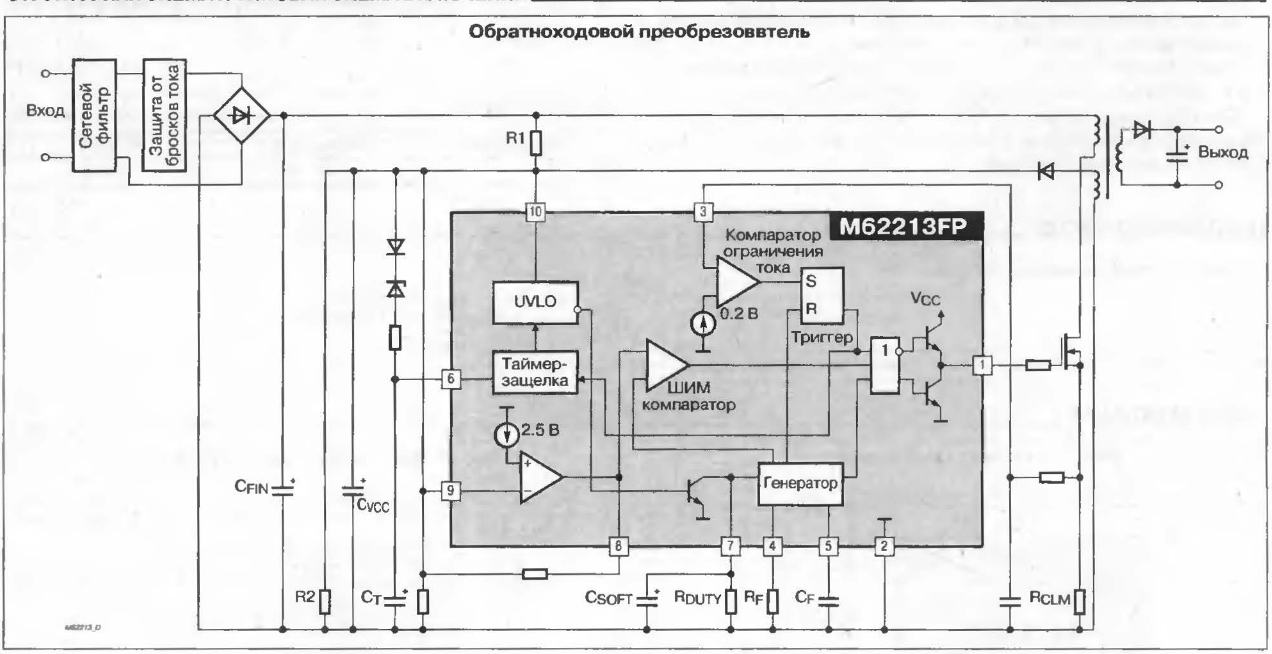
Микросхема M62213 представляет собой быстродействующий ШИМ-контроллер общего применения. Прибор выпускается в миниатюрном 10-выводном корпусе и осуществляет многие функции управления и защиты, что позволяет упростить построение периферийной схемы и получить компактное устройство.

Схема работает при высокой частоте переключений вплоть до 700 кГц и может использоваться в качестве быстродействующего ШИМ-компаратора и схемы ограничения тока.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Температура, °С	Корпус
M62213FP	–20...+85	SOP-10

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-10

M62213FP

Назначение	Обозначение	Вывод	Вывод	Обозначение	Назначение
Выход	OUT	1	10	V_{CC}	Напряжение питания
Земля	GND	2	9	EA IN	Вход усилителя ошибки
Вход ограничителя тока	CLM	3	8	EA OUT	Выход усилителя ошибки
Резистор генератора	R_F	4	7	SOFT	Мягкий запуск
Ёмкость генератора	C_F	5	6	C_T (OVP)	Пороговый вход таймера-защёлки

8

M62216

ПОВЫШАЮЩИЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С НИЗКИМ ВХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- ШИМ с выходом на внешний ключ
- Низкое рабочее напряжение .... 0.9 В (min)
- Низкая потребляемвя мощность .... 900 мкА (typ)
- Рвгулируемый выходной ток
- Дежурный режим с током потребления .... 25 мкА (typ)
- Возможность использования в понижающих преобрвзователях

ПРИМЕНЕНИЕ

- DC/DC-конвертеры в портативных системах с батарейным питанием

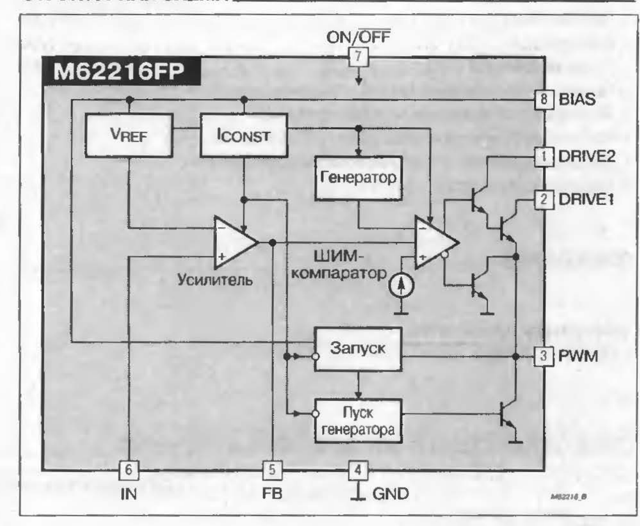
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема M62216 представляет собой повышающий DC/DC-преобразователь с низким рабочим напряжением.

Прибор может работать при снижении напряжения вплоть до 0.9 В, ток потребления при этом составляет 900 мкА (typ).

Данная микросхема может быть использована в источниках питания портативных систем, работающих от низковольтных батарей (сухие батареи, аккумуляторы).

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Температура, °C	Корпус
M62216FP	–20...+85	SOP-8

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

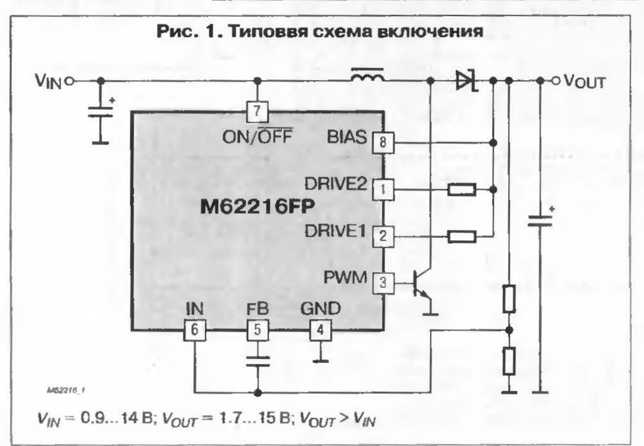
Пластмассовый корпус типа SOP-8

M62216FP

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Коллектор предвыходного транзистора	DRIVE2	1	8	BIAS	Напряжение питания
Коллектор выходного транзистора	DRIVE1	2	7	ON/OFF	Рабочий/Дежурный режим
Выход ШИМ	PWM	3	6	IN	Вход
Земля	GND	4	5	FB	Емкость ОС

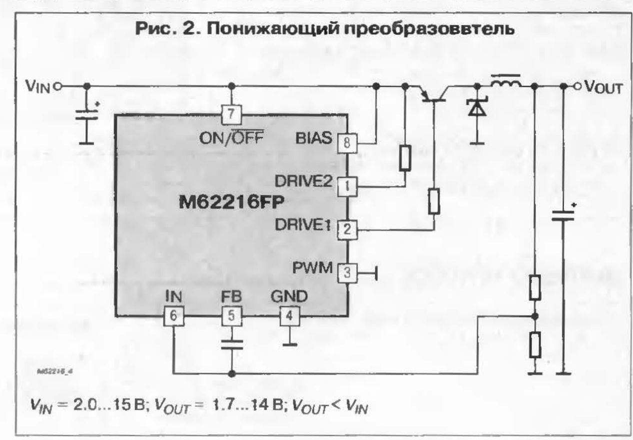
СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Типоввя схема включения



V_{IN} = 0.9...14 В; V_{OUT} = 1.7...15 В; $V_{OUT} > V_{IN}$

Рис. 2. Понижающий преобразоввтель



V_{IN} = 2.0...15 В; V_{OUT} = 1.7...14 В; $V_{OUT} < V_{IN}$

M62220/21/22/90

DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ФИКСИРОВАННЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- **Широкий диапазон напряжения питания**
  - **M62220/21/22 .... 4...15 В**
  - **M62290 .... 6...15 В**
- **Малый ток потребления**
  - **M62220/21/22 .... 900 мкА (max)**
  - **M62290 (при V_{CC} = 12 В) .... 1.1 мА (max)**
- **Встроенный генератор, не требующий внешних компонентов**
  - **M62220/21/22 .... 110 кГц (typ)**
  - **M62290 .... 120 кГц (typ)**
- **Встроенная схема защиты от перегрузки по току**
- **Миниатюрные корпуса типа SIP-5 или SOP-8**

ПРИМЕНЕНИЕ

- **M62220/21/22 .... CD-ROM, карманные компьютеры**
- **M62290 .... Стабилизатор питания звуковых устройств**
- **Электронная аппаратура общего назначения**

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выходное напряжение, В	Температура, °С	Корпус
M62220L	3.3	-20...+85	SIP-5
M62220FP	3.3	-20...+85	SOP-8
M62221L	3.0	-20...+85	SIP-5
M62221FP	2.7	-20...+85	SOP-8
M62222L	2.7	-20...+85	SIP-5
M62222FP	2.7	-20...+85	SOP-8
M62222L	5.0	-20...+85	SIP-5
M62222FP	5.0	-20...+85	SOP-8

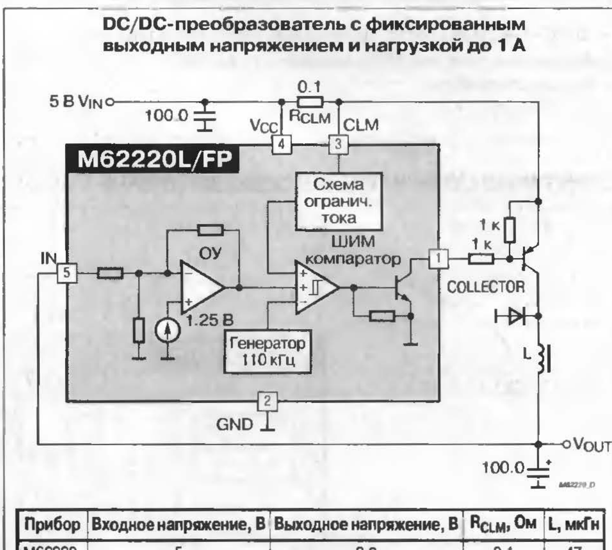
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы M62220/21/22/90 представляют собой DC/DC-преобразователи напряжения общего назначения с фиксированным выходным напряжением, позволяют упростить периферийную схему и разработать компактное и недорогое устройство. Приборы выпускаются в миниатюрных 5- и 8-выводных корпусах и содержит все необходимые для преобразования компоненты.

Микросхемы M62220/21/22 особенно удобны для использования в CD-ROM-ах, приводах дисков и карманных компьютерах, а схема M62290 — в качестве "местного" стабилизатора звуковых устройств.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

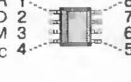
DC/DC-преобразователь с фиксированным выходным напряжением и нагрузкой до 1 А



Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	R_{CLM}, Ом	L, мкГн
M62220	5	3.3	0.1	47
M62221	5	3.0	0.1	68
M62222	5	2.7	0.1	68
M62290	12	5.0	0.09	150

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-8



Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Коллектор выходного транзистора	COLLECTOR	1	8	n.c.	Не используется
Земля	GND	2	7	n.c.	Не используется
Токочувствительный вход ограничителя тока	CLM	3	6	n.c.	Не используется
Напряжение питания	V_{CC}	4	5	IN	Вход ОС

Пластмассовый корпус типа SIP-5

№	Вывод	Назначение
5	IN	Вход ОС
4	V_{CC}	Напряжение питания
3	CLM	Токочувствительный вход ограничителя тока
2	GND	Земля
1	COLLECTOR	Коллектор выходного транзистора

M62262

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ МИКРОФОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОТЕЛЕФОНОВ

ОСОБЕННОСТИ

- Наличие двух выходов: инвертированное напряжение и удвоенное инвертированное напряжение
- Нагрузочная способность .... 30 мА (max)
- Малое входное напряжение .... V_{IN} = 3 В (typ)
- Низкий ток потребления в дежурном режиме
- Низкие пульсации выходного напряжения (в режиме двойного тактирования)
- Миниатюрный корпус типа SOP-10

ПРИМЕНЕНИЕ

- Микрофонные усилители (MMIC) переносных телефонов
- Медицинские приборы

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

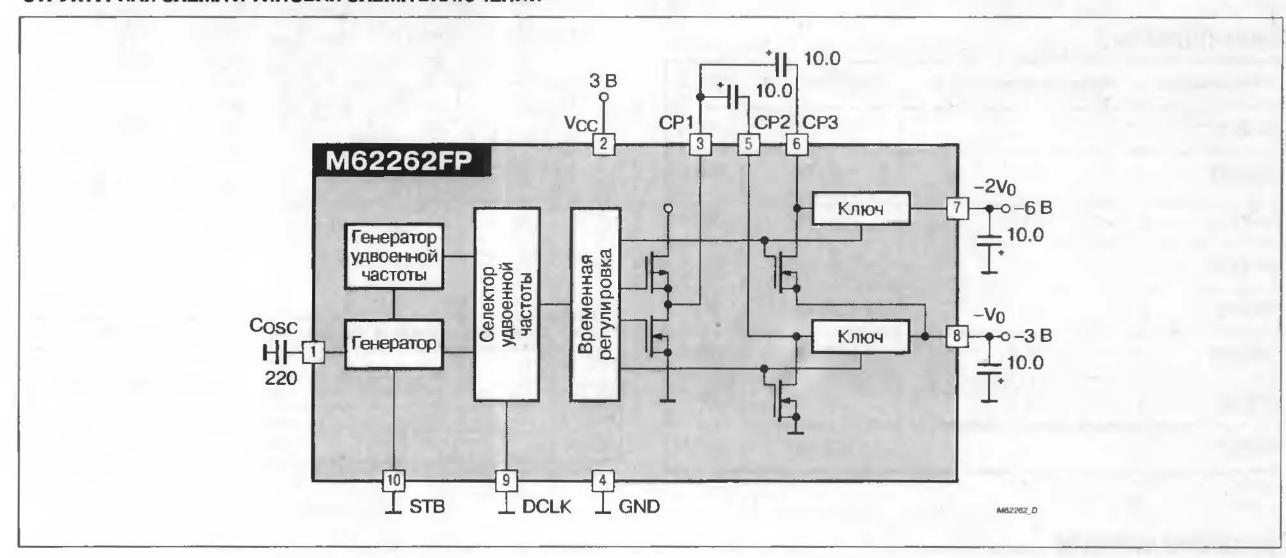
Микросхема M62262 представляет собой КМОП преобразователь напряжения для управления MMIC.

Прибор включает входной инвертор, использующий накачку заряда, следовательно, он может обеспечить инвертированное выходное напряжение ($-V_O$) и удвоенное инвертированное напряжение ($-2V_O$) путём подключения внешней ёмкости. Микросхема может также переключаться в дежурный режим (половина функций с пониженным энергопотреблением) и в режим двойного тактирования для снижения выходных пульсаций.

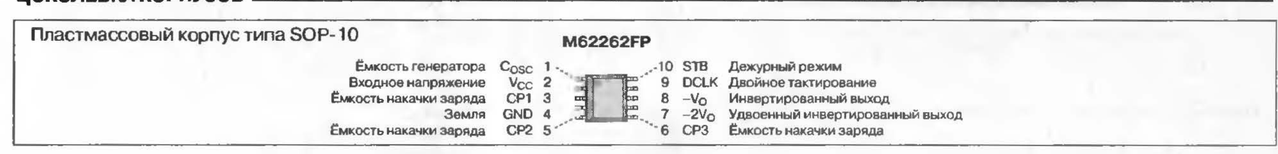
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Температура, °C	Корпус
M62262FP	-20...+75	SOP-10

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



M62281

ШИМ-КОНТРОЛЛЕР ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ТОКУ

ОСОБЕННОСТИ

- Управление внешним МОП-транзистором
- Рабочая частота .... 700 кГц
- Выходной ток .... ±1 A (peak)
- Тотемный (квазикомплементарный)выходной квскад
- Повышенная помехозащищённость благодаря отдельному токочувствительному выводу ISENSE
- Быстродействующая схема поциклового ограничения тока (CLM)
- Схема защиты от перенапряжения (UVLO) с таймером-защёлкой
- Мягкий запуск (с контролем мёртвого времени)
- Встроенный ОУ обратной связи (может управлять оптопарой)
- Малый ток запуска .... 180 мкА
- Напряжение запуска .... 12.5 В
- Напряжение останова .... 8.3 В
- Миниатюрный корпус типа SOP-10

ПРИМЕНЕНИЕ

- Импульсные стабилизаторы
- DC/DC-преобразоватвли

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема M62281 представляет собой быстродействующий ШИМ-контроллер общего применения с управлением по току.

Прибор выпускается в миниатюрном 10-выводном корпусе и осуществляет многие функции управления и защиты, что позволяет упростить построение периферийной схемы и получить компактное устройство.

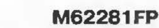
Схема работает при высокой частоте переключений вплоть до 700 кГц и может использоваться в качестве быстродействующего ШИМ-компаратора и схемы ограничения тока.

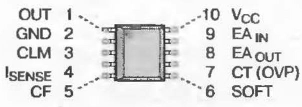
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Температура, °C	Корпус
M62281FP	–20...+85	SOP-10

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

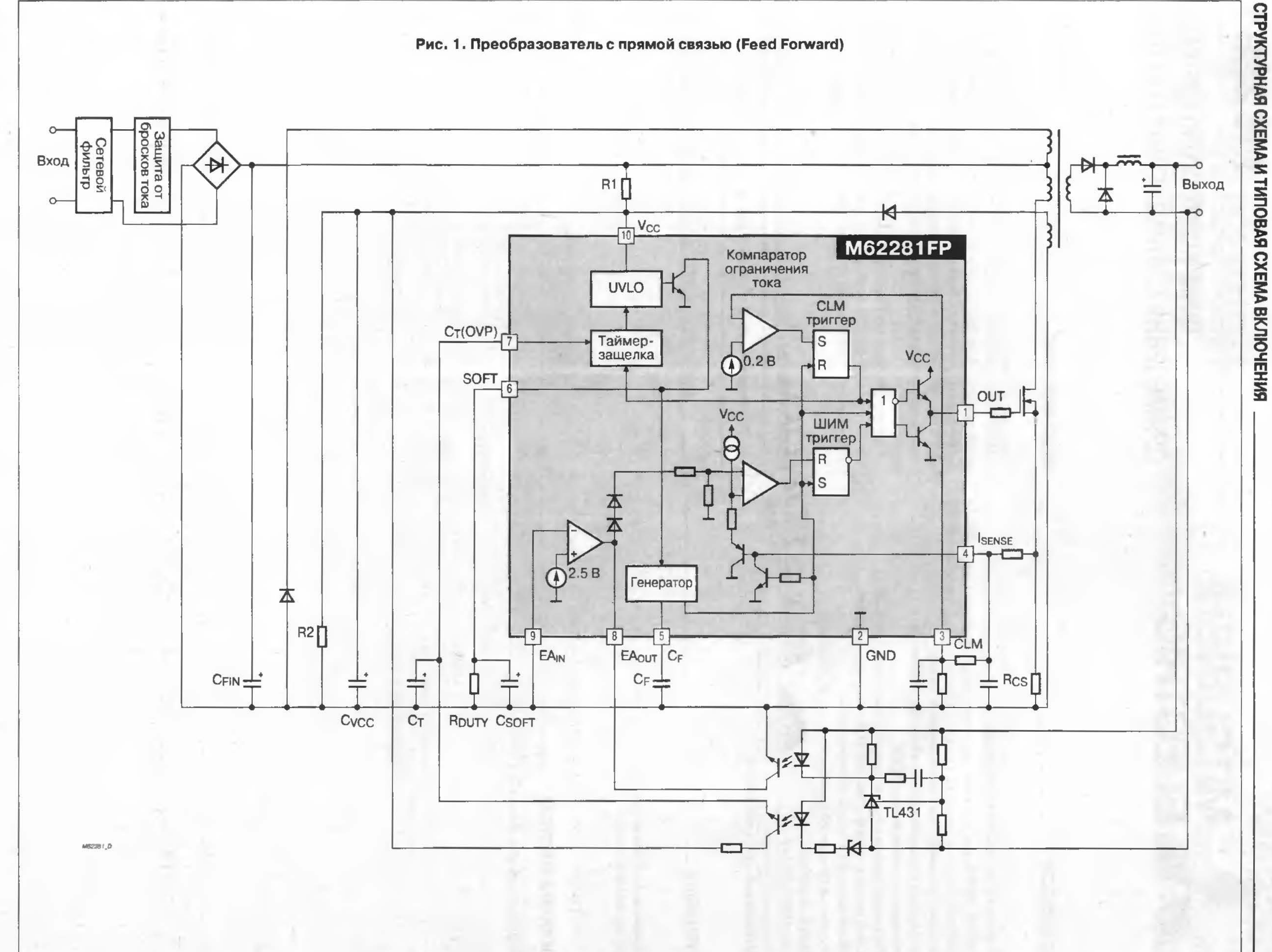
Пластмассовый корпус типа SOP-10

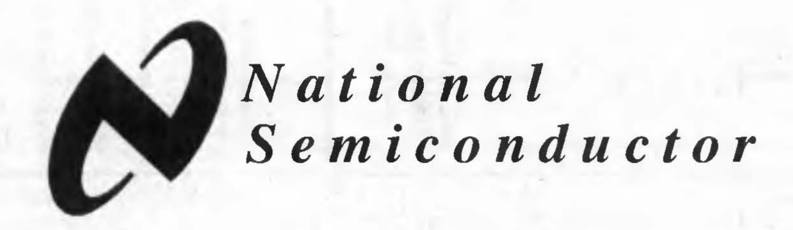




8

Рис. 1. Преобразователь с прямой связью (Feed Forward)





Микросхемы для импульсных источников питания фирмы National Semiconductor Corp.:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ NATIONAL SEMICONDUCTOR CORP.

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ

Прибор	Описание	Корпус	Несколько выходов	Вывод Вкл/Выкл	Флаг ошибки	Входное напряжение, В	Максимальный выходной ток, мА	Выходное напряжение, В	Регулируемый выход	Рабочая частота, кГц	Регулируемая рабочая частота	Вывод синхронизации	КПД, %	Обратноходовой	Инвертирующий	Повышающий	Понижающий
LM2825	DC/DC-преобразователь	DIP-24		+		4.75/7/15/ 4.5...40	1000	3.3/5/12/ 1.23...15	+	150			80				+
LM2524D	ШИМ-модулятор	DIP-16		+		5...40	200	—	+	300	+	+	—	+	+	+	+
LM2578A	Импульсный стабилизатор	DIP-8/SOP-8				2...40	750	—	+	100	+		—	+	+	+	+
LM2621	Повышающий DC/DC с низким входным напряжением	MSOP-8		+		1.20...14	1000	—	+	2000	+		87			+	
LM2630	Понижающий стабилизатор напряжения с синхронным выпрямлением	TSSOP-20		+	+	4.50...30	Внешний ПТ	—	+	200	+	+	94				+
LM2636	Программируемый (5 бит) понижающий стабилизатор напряжения с синхронным выпрямлением	SOP-20		+		4.50...5.50	Внешний ПТ	—	+	1000	+		—				+
LM2637	Программируемый (5 бит) импульсный преобразователь и два линейных стабилизатора напряжения для материнских плат	SOP-24	+	+	+	4.75...5.25	Внешний ПТ	—	+	245000	+		—				+
LM2638	Программируемый (5 бит) импульсный преобразователь и два линейных стабилизатора напряжения для материнских плат	SOP-24	+	+	+	4.75...5.25	Внешний ПТ	—	+	245000	+		—				+
LM2639	Программируемый (5 бит) высокочастотный мультифазный ШИМ-контроллер	SOP-24		+	+	4.75...5.25	Внешний ПТ	—	+	8000	+	+	—				+
LM2640	Сдвоенный регулируемый понижающий контроллер импульсного источника питания	TSSOP-28	+	+		5.50...30	Внешний ПТ	—	+	200		+	96				+
LM2641	Сдвоенный регулируемый понижающий контроллер импульсного источника питания	TSSOP-28	+	+		5.50...30	Внешний ПТ	—	+	300		+	96				+
LM2650	Понижающий DC/DC-преобразователь с синхронным выпрямлением	SOP-24		+		4.50...18	3000	—	+	90	+	+	95				+
LM2651	Высокоэффективный импульсный стабилизатор на 1.5 А	TSSOP-16		+		4...14	1500	1.8/2.5/3.3	+	300			97				+
LM2653	Ввысокопроизводительный синхронный импульсный стабилизатор на 1.5 А	TSSOP-16		+	+	4...14	1500	1.5...5.0	+	300			97				+
LM3524D	Регулируемый ШИМ-модулятор	DIP-16/SOP-16		+		5...40	200	—	+	300	+	+	—	+	+	+	+
LM3578A	Импульсный стабилизатор	SOP-8/DIP-8				2...40	750	—	+	100	+		—	+	+	+	+
LM78S40	Универсальная схема для импульсного стабилизатора	DIP-16/CDIP-16				2.50...40	1500	—	+	100	+		—	+	+	+	+

Примечание
ПТ — полевой транзистор

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА КОММУТИРУЕМЫХ КОНДЕНСАТОРАХ

Прибор	Описание	Корпус	Несколько выходов	Вывод Вкл/Выкл	Флаг ошибки	Входное напряжение, В	Максимальный выходной ток, мА	Выходное напряжение, В	Регулируемый выход	Рабочая частота, кГц	Регулируемая частота	Вывод синхронизации	КПД, %	Инвертирующий	Повышающий	Понижающий
LM2660	Преобразователь напряжения на коммутируемых конденсаторах	SOP-8/MSOP-8				1.50...6	100	—		80	+		88	+	+	+
LM2661	Преобразователь напряжения на коммутируемых конденсаторах	SOP-8/MSOP-8		+		1.50...6	100	—		80			88	+	+	+
LM2662	Преобразователь напряжения на коммутируемых конденсаторах	SOP-8/MSOP-8				1.50...6	200	—		150	+		86	+	+	+
LM2663	Преобразователь напряжения на коммутируемых конденсаторах	SOP-8/MSOP-8		+		1.50...6	200	—		150			86	+	+	+
LM2664	Преобразователь напряжения на коммутируемых конденсаторах	SOT-23-6		+		1.80...5.80	40	—		160			91	+		
LM2665	Преобразователь напряжения на коммутируемых конденсаторах	SOT-23-6		+		1.80...5.80	40	—		160			91		+	
LM2681	Преобразователь напряжения на коммутируемых конденсаторах	SOT-23-6				2.50...5.50	20	—		180			90		+	+
LM2685	Регулируемый преобразователь напряжения на коммутируемых конденсаторах с двумя выходами	TSSOP-14		+		2.85...6.5	50	$5/2V_{IN}/-V_{IN}$		130			80			
LM3350	Преобразователь напряжения на коммутируемых конденсаторах	MSOP-8		+		2.20...5.50	50	—		800			90		+	+
LM3351	Преобразователь напряжения на коммутируемых кондвнсаторах	MSOP-8				2.20...5.50	50	—		200			95		+	+
LM3352	Регулируемый повыш./пониж. DC/DC-преобразователь на коммутируемых конденсаторах на ток 200 мА	TSSOP-16		+		2.50...5.50	200	3/3.30/2.50		1000			75/80		+	+
LM828	Преобразователь напряжения на коммутируемых конденсаторах	SOT-23-5				1.80...5.50	25	—		12000			96	+		
LMC7660	Преобразователь напряжения на коммутируемых конденсаторах	SOP-8/DIP-8				1.50...10	45	—		10	+	+	95	+	+	+
MAX660	Преобразователь напряжения на коммутируемых конденсаторах	SOP-8				1.50...6	100	—		80	+		88	+	+	

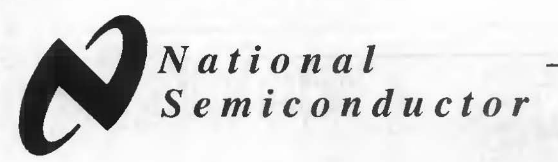
ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ТИПА SIMPLE SWITCHER

Прибор	Описание	Корпус	Несколько выходов	Вывод Вкл/Выкл	Флаг ошибки	Входное напряжение, В	Максимальный выходной ток, мА	Выходное напряжение, В	Регулируемый выход	Рабочая частота, кГц	Регулируемая рабочая частота	Вывод синхронизации	КПД, %	Обратноходовой	Инвертирующий	Повышающий	Понижающий
LM1575	Понижающий стабилизатор напряжения на 1 А	CDIP-16		+	—	4...40	1000	5		52000			77		+		+
LM1577	Повышающий стабилизатор напряжения	TO-3	+			3.50...40	3000	12/1.20	+	52000			80	+		+	
LM2574	Понижающий стабилизатор напряжения на 0.5 А	SOP-14/DIP-8		+		4...40	500	12/15/3.30/5/1.20	+	52000			88/72/77		+		+
LM2574HV	Понижающий стабилизатор напряжения на 0.5 А	SOP-14/DIP-8		+		4...60	500	12/15/3.30/5/1.20	+	52000			88/72/77		+		+
LM2575	Понижающий стабилизатор напряжения на 1 А	SOP-24/DIP-16/TO-22/TO-220/TO-263/die		+		4...40	1000	12/15/3.30/5/1.20	+	52000			88/75/77		+		+
LM2575HV	Понижающий стабилизатор напряжения на 1 А	SOP-24/DIP-16/TO-220-5/TO-263-5/die		+		4...60	1000	12/15/5/1.20/3.30	+	52000			88/75/77		+		+
LM2576	Понижающий стабилизатор напряжения на 3 А	TO-220-5/TO-263-5		+		4...40	3000	12/15/3.30/5/1.20	+	52000			88/75/77		+		+
LM2576HV	Понижающий стабилизатор напряжения на 3 А	TO-220-5/TO-263-5		+		4...60	3000	12/15/3.30/5	+	52000			88/75/77		+		+
LM2577	Повышающий стабилизатор напряжения	SOP-24/DIP-16/TO-220-5/TO-263-5	+			3.50...40	3000	12/15/1.20	+	52000			80	+		+	
LM2585	Обратноходовой стабилизатор на 3 А	TO-220-5/TO-263-5	+			4...40	3000	12/3.30/5/1.20	+	100			93/76/80	+		+	
LM2586	Обратноходовой стабилизатор на 3 А	TO-220-7/TO-263-7	+	+		4...40	3000	12/3.30/5/1.23	+	100	+	+	93/76/80	+		+	
LM2587	Обратноходовой стабилизатор на 5 А	TO-220-5/TO-263-5	+			4...40	5000	12/3.30/5/1.20	+	100			90/75/80	+		+	
LM2588	Обратноходовой стабилизатор с выключением на 5 А	TO-220-7/TO-263-7	+	+		4...40	5000	12/3.30/5/1.20	+	200	+	+	90/75/80	+		+	
LM2594	Понижающий стабилизатор напряжения с частотой 150 кГц и током 0.5 А	SOP-8/DIP-8	—	+		15/4.75/7/4.50...40	500	12/3.30/5/1.20	+	150			88/80/82		+		+
LM2594HV	Понижающий стабилизатор напряжения с частотой 150 кГц и током 0.5 А	SOP-8/DIP-8		+	+	15/4.75/7/4.50...60	500	12/3.30/5	+	150			88/80/82				+
LM2595	Понижающий стабилизатор напряжения с частотой 150 кГц и током 1 А	TO-220-5/TO-263-5/CDIP-16		+		15/4.75/7/4.50...40	1000	12/3.30/5/1.20	+	150			90/78/82		+		+

8

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ТИПА SIMPLE SWITCHER (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Прибор	Описание	Корпус	Несколько выходов	Вывод Вкл/Выкл	Флаг ошибки	Входное напряжение, В	Максимальный выходной ток, мА	Выходное напряжение, В	Регулируемый выход	Рабочая частота, кГц	Регулируемая рабочая частота	Вывод синхронизации	КПД, %	Обратноходовой	Инвертирующий	Повышающий	Понижающий
LM2596	Понижающий стабилизатор напряжения с частотой 150 кГц и током 3 А	TO-220-5/TO-263-5		+		15/4.75/7/4.50...40	3000	12/3.30/5/1.20	+	150			90/73/80		+		+
LM2597	Понижающий стабилизатор напряжения с частотой 150 кГц и током 0.5 А	SOP-8/DIP-8	—	+	+	15/4.75/7/4.50...60/40	500	15/3.30/5/12/1.20	+	150			88/80/82		+		+
LM2598	Понижающий стабилизатор напряжения с частотой 150 кГц и током 1 А	TO-220-7/TO-263-7		+	+	15/4.75/7/4.50...40	1000	12/3.30/5/1.20	+	150			90/78/82		+		+
LM2599	Понижающий стабилизатор напряжения с частотой 150 кГц и током 3 А	TO-220-7/TO-263-7		+	+	15/4.75/7/4.50...40	3000	12/3.30/5/1.20	+	150			90		+		+
LM2670	Высокоэффективный понижающий стабилизатор напряжения на 3 А с внешней синхронизацией	TO-220-7/TO-263-7		+		8...40	3000	12/3.30/5/1.21	+	260		+	94/86/88				+
LM2671	Высокоэффективный понижающий стабилизатор напряжения на 500 мА	SOP-8/DIP-8		+		15/6.50...40	500	12/3.30/5	+	260		+	94/86/90				+
LM2672	Высокоэффективный понижающий стабилизатор нвпряжения на 1 А	SOP-8/DIP-8		+		15/6.50...40	1000	5/3.30	+	260		+	94/86/90				+
LM2673	Понижающий стабилизатор напряжения с регулируемым порогом тока	TO-220-7/TO-263-7				15/8...40	3000	12/3.30/5	+	260			94/86/88				+
LM2674	Высокоэффективный понижающий стабилизатор напряжения на 500 мА	SDP-8/DIP-8		+		15/6.50...40	500	12/3.30/5	+	260			94/86/90				+
LM2675	Высокоэффективный понижающий стабилизатор напряжения на 1 А	SOP-8/DIP-8		+		15/6.50...40	1000	12/3.30/5	+	260			94/86/90				+
LM2676	Высокоэффективный понижающий стабилизатор напряжения на 3 А	TO-220-7/TO-263-7		+		15/8...40	3000	12/3.30/5	+	260			94/86/88				+
LM2678	Высокоэффективный понижающий стабилизатор напряжения на 5 А	TO-220-7/TO-263-7		+	+	15/8...40	5000	12/3.30/5	+	260			92/82/84				+
LM2679	Понижающий стабилизатор напряжения с регулируемым порогом тока	TO-220-7/TO-263-7		+	+	15/8...40	5000	12/3.30/5	+	260			92/82/84				+



LM2630

ПОНИЖАЮЩИЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ С СИНХРОННЫМ ВЫПРЯМЛЕНИЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- Диапазон входных напряжений .... 4.5...30 В
- Регулируемый выход .... 1.8...6 В
- Регулируемая рабочая частота .... 200...400 кГц
- Возможность внешней синхронизации
- Наличие сигнала контроля выходного напряжения "Power Good"
- Выход опорного напряжения .... 1.24 В
- Типовой ток потребления:
  - рабочий .... 0.8 мА
  - дежурный режим .... 0.1 мкА
- Отключение при перегреве
- Защита от перегрузки по току
- Блокировка при пониженном входном напряжении
- Блокировка при пониженном выходном напряжении
- Программируемый мягкий запуск
- Миниатюрный корпус типа TSSOP

ПРИМЕНЕНИЕ

- Портативные компьютеры
- Сотовые телефоны
- Портативные устройства
- Устройства, питающиеся от батарей

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
LM2630MTC-ADJ	TSSOP-20

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема LM2630 реализует все необходимые функции для построения понижающих (buck) импульсных преобразователей напряжения. Эти преобразователи обеспечивают питание центрального процессора в системах с батарейным питанием.

Высокая эффективность достигается использованием синхронного выпрямления и скип-режима (режима с пропуском импульсов) для малых нагрузок. Недорогие n-канальные МОП-транзисторы позволяют снизить стоимость всей системы.

Для управления *n*-канальным МОП-транзистором верхнего плеча используется схема форсированного питания с вольтодобавкой.

Чтобы уменьшить нестабильность по напряжению и улучшить переходную характеристику используется метод управления по току, который также обеспечивает поцикловое ограничение тока.

Рабочая частота регулируется в диапазоне 200...400 кГц. Внешний вывод отключения (shutdown) переводит схему в дежурный режим с током покоя 0.1 мкА. ВЫСОКИЙ уровень на выводе FPWM переводит схему в режим с фиксированной частотой, что позволяет использовать микросхему для питания малошумящих устройств. Из других особенностей следует упомянуть вывод внешней синхронизации и вывод PGOOD, который индицирует состояние выходного напряжения.

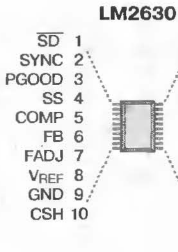
Схема защиты выполняет отключение при перегреве, блокировку при пониженном напряжении, мягкий запуск и двухуровневую защиту по току: первый уровень непосредственно ограничивает ток нагрузки; на втором уровне, если выходное напряжение падает ниже 80% от стабилизируемого уровня, микросхема переводится в дежурный режим, из которого ее можно вывести перезапуском.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа TSSOP-20

LM2630

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вход блокировки	$\overline{SD}$	1	20	HDRV	Выход управления транзистором верхнего плеча
Вход синхронизации генератора	SYNC	2	19	SW	Вывод подключения истока транзистора верхнего плеча
Выход схемы контроля выходного напряжения	PGOOD	3	18	C_{BOOT}	Питание схемы управления транзистором верхнего плеча
Вывод управления мягким запуском	SS	4	17	LDRV	Выход управления транзистором нижнего плеча
Выход усилителя напряжения ошибки	COMP	5	16	PGND	Силовая земля
Вход напряжения обратной связи	FB	6	15	FPWN	Принудительный ражим с фиксированной частотой
Вход регулировки частоты	FADJ	7	14	n.c.	Не используется
Выход источника опорного напряжения	V_{REF}	8	13	V_{IN}	Вход напряжения питания
Малошумящая аналоговая земля	GND	9	12	n.c.	Не используется
Положительный токоизмерительный вход	CSH	10	11	CSL	Отрицательный токоизмерительный вход



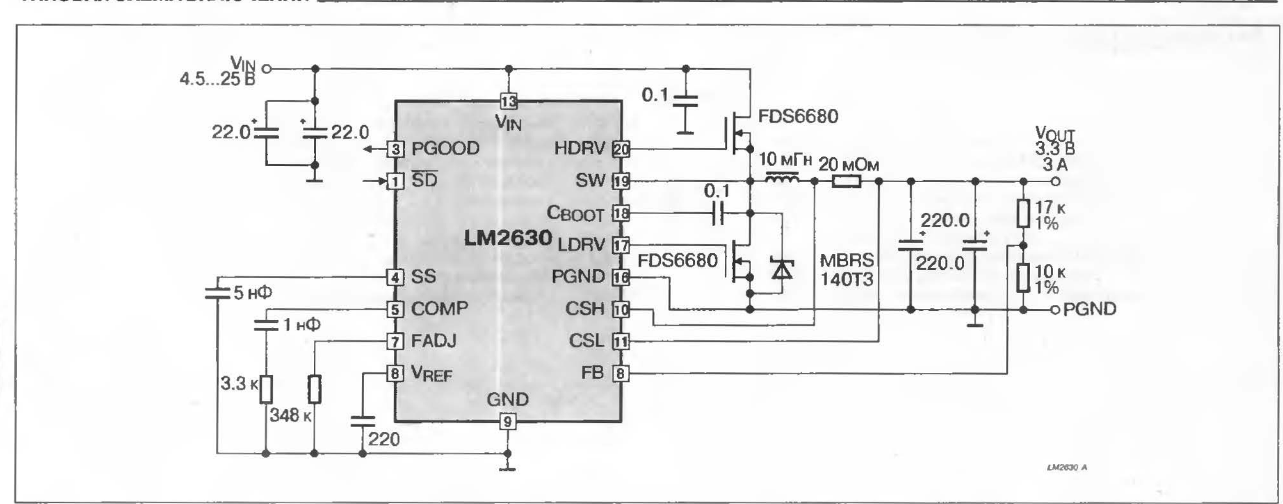
8

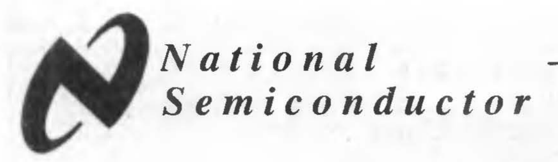
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

LM2630
SD 1
PGOOD 3
COMP 5
FB 6
SS 4
Блокировка
ИОН 1.238 В
VREF
REF 8
VIN 13
+9%/ +3%
-9%/ -3%
UVLO
3.5 В
Внутреннее питание 2.7 В
LDO 5.5 В
CBOOT 18
HDRV 20
SW 19
LDRV 17
Усилитель ошибки
10 мкА Защелка
0.6 В
Коррекция наклона "пилы"
ШИМ компаратор
Работа
Схема управления ШИМ
Защита от сквозного тока
Ток смещения
Токоизмерит. усилители
CSH 10
CSL 11
Выход
Огранич. тока и СКИП контроль
FPWN 15
20 мкА
Управление мягким запуском
-3%/ -1%
Защита от перегрева
Генератор 200 кГц
SYNC 2
FADJ 7
Низкое напряжение
0.8
Таймер мягкого запуска
Триггер защитного отключения
LM2630 B

Примечание:
UVLO — блокировка при пониженном напряжении; LDO — стабилизатор с малым падением напряжения вход-выход

ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ





LM2641

СДВОЕННЫЙ РЕГУЛИРУЕМЫЙ ПОНИЖАЮЩИЙ КОНТРОЛЛЕР ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- **КПД 96%**
- **Входное напряжение .... 5.5...30 В**
- **Регулируемое выходное напряжение каждого канала .... 2.2...6 В**
- **Нестабильность по току .... 0.5% (typ)**
- **Нестабильность по напряжению .... 0.002%/В (typ)**
- **Переключение с фиксированной частотой .... 300 кГц**
- **Внешняя синхронизация .... 400 кГц**
- **Дополнительный режим с пропуском импульсов**
- **Регулируемый второй контур обратной связи**
- **Блокировка при пониженном входном напряжении**
- **Блокировка при повышенном выходном напряжении**
- **Блокировка при пониженном еыходном напряжении**
- **Программируемый мягкий запуск (каждого контроллера)**
- **Выход линейного стабилизатора .... 5 В/50 мА**
- **Прецизионный источник опорного напряжения .... 2.5 В**
- **Корпус типа TSSOP**

ПРИМЕНЕНИЕ

- **Портативные компьютары**
- **Сотовые телефоны**
- **Беспроводные оконечные устройства**
- **Устройстаа с батарейным питанием**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема LM2641 представляет собой сдвоенный понижающий контроллер источника питания, предназначенный для применения в портативных компьютерах и другом оборудовании, питающемся от батарей.

Синхронное управление мощными *n*-канальными МОП-транзисторами в сочетании со скип-режимом (режим с пропуском импульсов) позволяет достичь предельно высокой эффективности преобразователя в широком диапазоне выходных токов 1000:1. Скип-режим может быть отключен, если определяющим является требование фиксированной частоты.

Высокий коэффициент усиления по постоянному току и режим управления с дополнительной обратной связью по току гарантируют отличную стабильность выходного напряжения по напряжению и току и широкую полосу пропускания для быстрой реакции на изменения в нагрузке.

Внутренний генератор устанавливает частоту переключений 300 кГц. Однако переключение может быть синхронизировано с внешним тактовым сигналом с частотой вплоть до 400 кГц.

Мягкий запуск ограничивает броски тока в цепи питания при запуске.

Контроллеры имеют отдельные логические входы управления контроллерами ON/OFF.

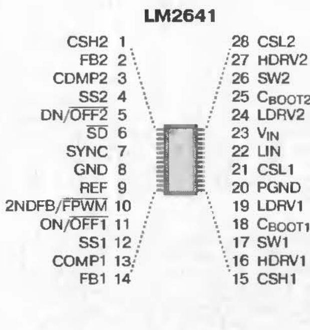
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
LM2641MTC-ADJ	TSSOP-28

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа TSSOP-28

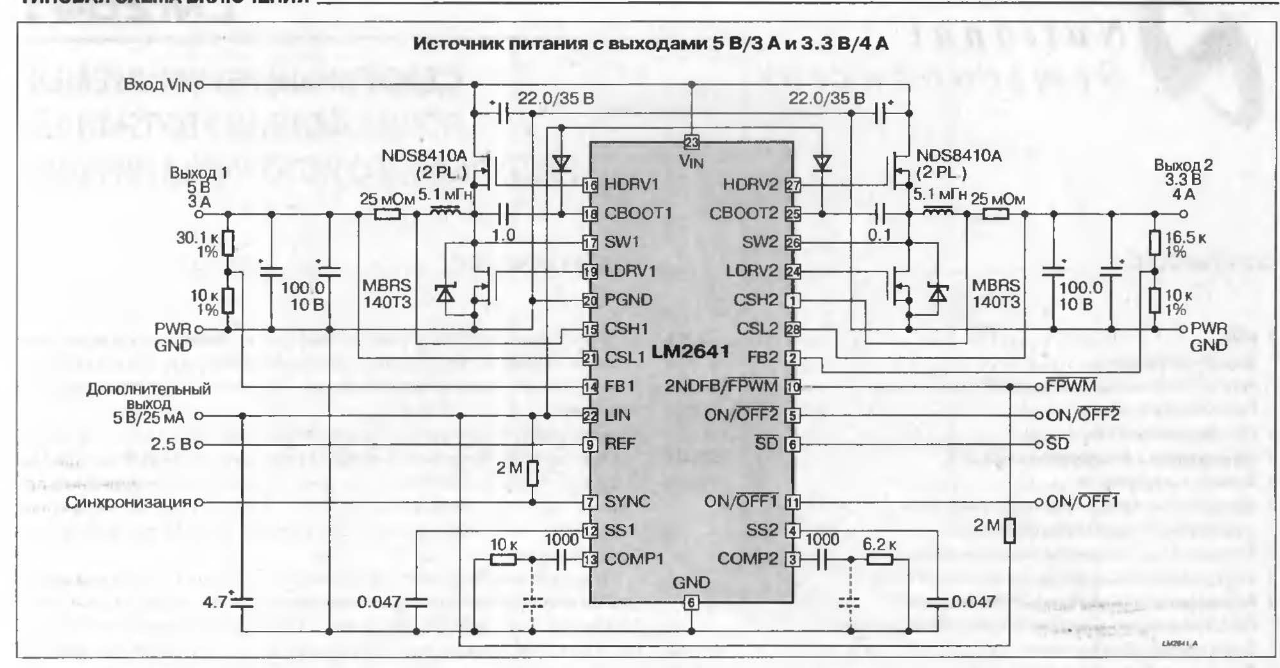
LM2641



Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Положительный токочувствительный вход 2-го канала	CSH2	1	28	CSL2	Отрицательный токочувствительный вход 2-го канала
Вход обратной связи 2-го канала.	FB2	2	27	HDRV2	Управление верхним транзистором 2-го канала
Выход усилителя ошибки 2-го канала	CDMP2	3	26	SW2	Вывод подключения дросселя 2-го канала
Конденсатор мягкого запуска 2-го канала	SS2	4	25	C_{BOOT2}	Питание схемы упраления верхним транзистором 2-го канала
Вход отключения выхода 2-го канала	DN/$\overline{OFF2}$	5	24	LDRV2	Управление нижним транзистором 2-го канала
Блокировка	$\overline{SD}$	6	23	V_{IN}	Вход напряжения питания
Вход синхронизации	SYNC	7	22	LIN	Дополнительный выход 5 В/50 мА
Сигнальная земля схемы	GND	8	21	CSL1	Отрицательный токочувствительный вход 1-го канала
Выход опорного напряжения 2.5 В	REF	9	20	PGND	Силовая земля
Вход DC 12 В/принудительный ШИМ	2NDFB/$\overline{FPWM}$	10	19	LDRV1	Управление нижним транзистором 1-го канала
Вход отключения выхода 1-го канала	ON/$\overline{OFF1}$	11	18	C_{BOOT1}	Питание схемы управления верхним транзистором 1-го канала
Конденсатор мягкого запуска 1-го канала	SS1	12	17	SW1	Вывод подключения дросселя 1-го канала
Выход усилителя ошибки 1-го канала	COMP1	13	16	HDRV1	Управление верхним транзистором 1-го канала
Вход обратной связи 1-го канала	FB1	14	15	CSH1	Положительный токочувствительный вход 1-го канала

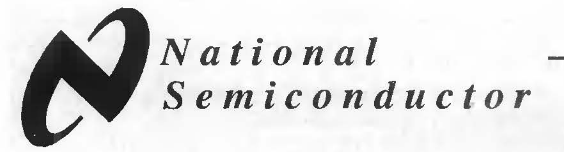
8

ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Приведена развернутая схема первого канала и общих цепей управления; UVLO — блокировка при пониженном напряжении



LM2653

СИНХРОННЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НА 1.5 А

ОСОБЕННОСТИ

- **КПД .... до 97%**
- **Диапазон входных напряжений .... 4...14 В**
- **Регулируемый выход .... 1.5...5 В**
- **Сопротивление открытого ключа .... 0.1 Ом**
- **Внутренний генератор с фиксированной частотой .... 300 кГц**
- **Ток потребления в дежурном режиме .... 7 мкА**
- **Патентованная схема измерения тока в режиме ДОСТ**
- **Блокировка при пониженном входном напряжении**
- **Блокировка при перенапряжении**
- **Блокировка при пониженном выходном напряжении**
- **Регулируемый мягкий запуск**
- **Регулируемая задержка сигнала "Power Good"**
- **Отключение при перегрузке по току и перегреве**

ПРИМЕНЕНИЕ

- **Персональные информационные устройства (PDA)**
- **Периферийное оборудование для компьютеров**
- **Устройства, питающиеся от батарей**
- **Видеоприставки для компьютеров класса Notebook**
- **Ручные сканеры**
- **Преобразователи напряжения на 5 В с высоким КПД**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Импульсный стабилизатор LM2653 обеспечивает высокоэффективное преобразование мощности в широком диапазоне токов нагрузки (от 15 мА до 1.5 А). Эта особенность делает LM2653 идеальным прибором для применения в устройствах, питающихся от батарей.

Синхронное выпрямление позволяет получить КПД 97%. При малых нагрузках LM2653 входит в энергосберегающий релейный режим, чтобы поддерживать КПД на высоком уровне. Во многих применениях КПД превышает 80% при нагрузке 15 мА. Вывод блокировки позволяет снизить ток питания до 7 мкА.

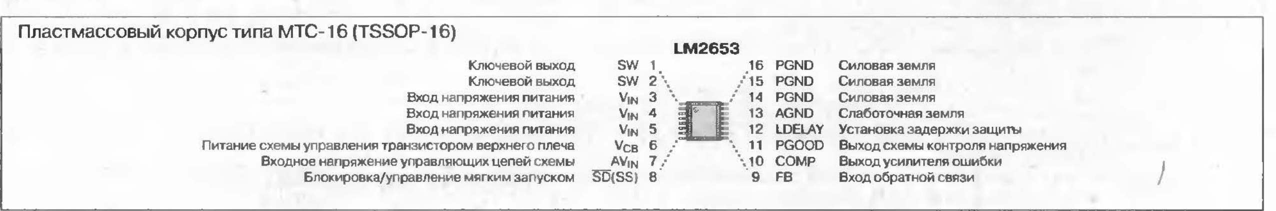
Микросхема содержит патентованную схему измерения тока в режиме управления с дополнительной обратной связью по току, которая позволяет обойтись без токоизмерительного резистора.

Схема защиты осуществляет отключение при перегреве, блокировку при пониженном напряжении, мягкий запуск и поцикловую защиту по току.

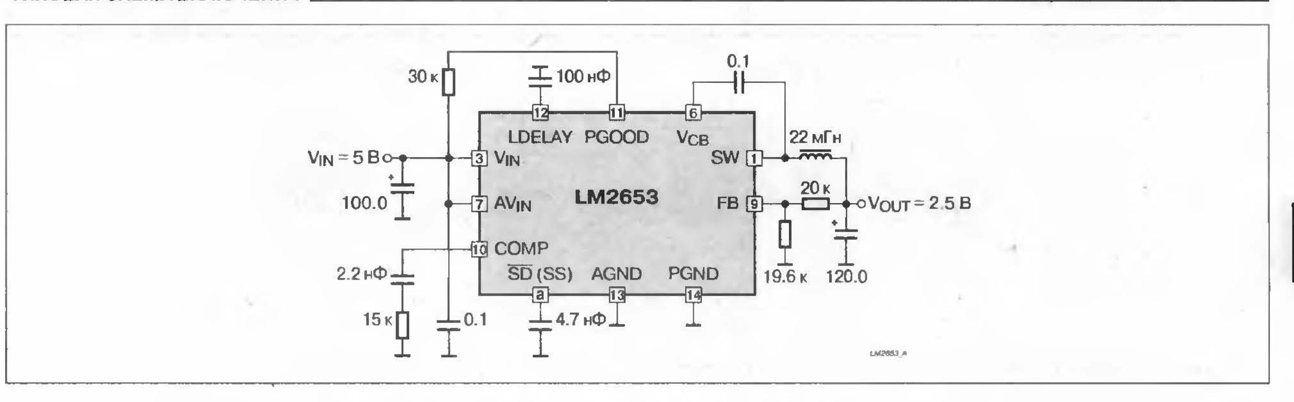
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
LM2653MTC-ADJ	TSSOP-16

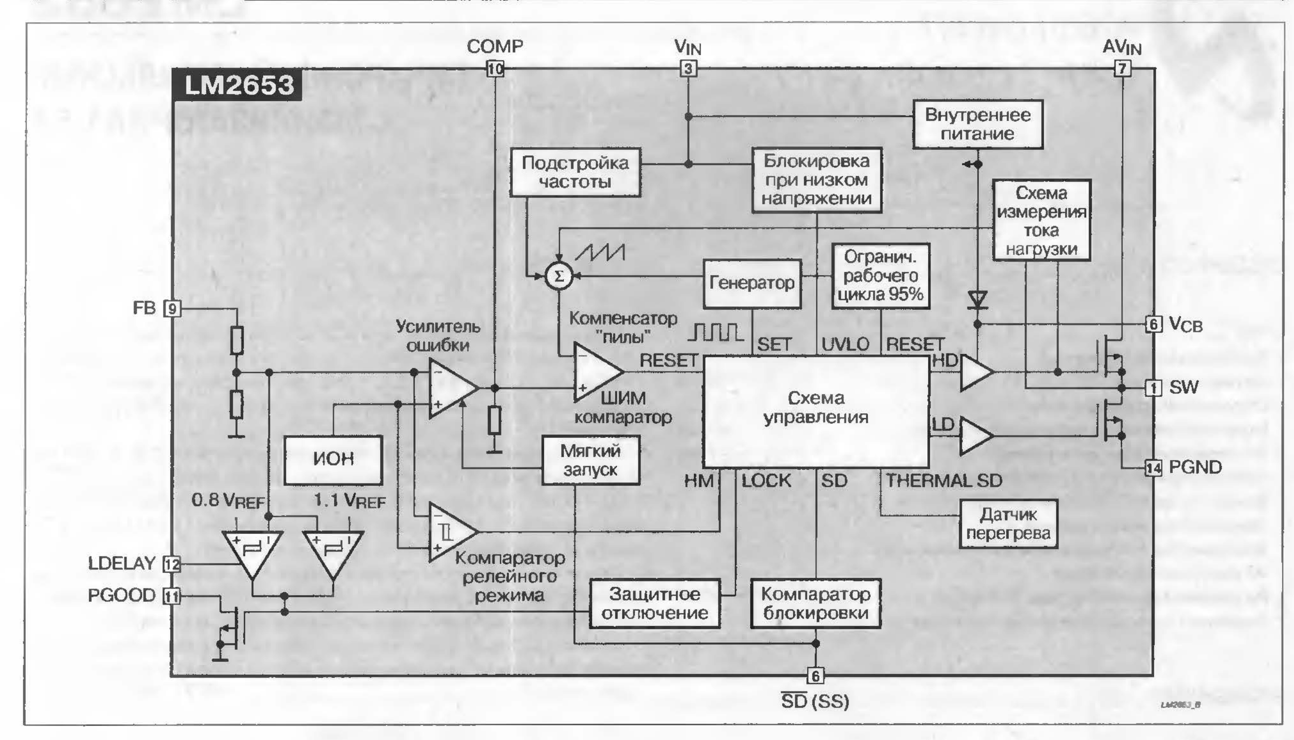
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



НАЗНАЧЕНИЕ ВЫВОДОВ

ВЫВОД	СИМВОЛ	ОПИСАНИЕ
1 2	SW	Ключевой выход, соединен с истоком МОП-транзистора верхнего плеча
3 4 5	V_{IN}	Вход напряжения питания. Соединяется со стоком МОП-транзистора верхнего плеча
6	V_{CB}	Напряжение питания схемы управления затвором транзистора верхнего плеча, конденсатор вольтодобавки
7	AV_{IN}	Входное напряжение управляющих цепей схемы
8	$\overline{SD}$(SS)	Вход блокировки, активный НИЗКИЙ. Этот вывод может также функционировать как вход управления мягким запуском. Подключите конденсатор между этим выводом и землей
9	FB	Вход обратной связи. Следует соединить с выходным напряжением
10	COMP	Выход усилителя напряжения ошибки для частотной коррекции цепи обратной связи
11	PGOOD	Выход схемы контроля выходного напряжением. PGOOD имеет НИЗКИЙ уровень, если выходное напряжение превышает 110% или ниже 80% от номинального значения
12	LDELAY	Конденсатор между этим выводом и землей устанавливает задержку срабатывания триггера защиты и появления НИЗКОГО уровня на выводе PGOOD при снижении выходного напряжения до 80% от номинвльного значения
13	AGND	Аналоговая земля с низким уровнем шумов
14 15 16	PGND	Силовая земля

LM2678

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЙ ПОНИЖАЮЩИЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ НА 5 А

ОСОБЕННОСТИ

- КПД ..... до 92%
- Легкость в эксплуатации
- Выходной ключевой ДМОП-транзистор ..... 120 мОм
- Выходное напряжение
  - фиксированное ..... 3.3, 5 и 12 В
  - регулируемое ..... 1.2...37 В
- Ток потребления в дежурном режиме ..... 50 мкА
- Разброс выходного напряжения во всем диапазоне входных напряжений и токов нагрузки ..... ±2% (max)
- Широкий диапазон входного напряжения ..... 8...40 В
- Внутренний генератор с фиксированной частотой ..... 260 кГц
- Диапазон рабочих температур ..... 40...+125°C

ПРИМЕНЕНИЕ

- Несложные понижающие стабилизаторы с высоким КПД (> 90 %)
- Эффективные предварительные источники питания для линейных стабилизаторов напряжения
- Зарядные устройства

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выходное напряжение, В	Корпус
LM2678S-3.3	3.3	TO-263-7 (TS7B)
LM2678S-5.0	5.0	TO-263-7 (TS7B)
LM2678S-12	12	TO-263-7 (TS7B)
LM2678S-ADJ	Регулируемое	TO-263-7 (TS7B)
LM2678T-3.3	3.3	TO-220-7 (TA07B)
LM2678T-5.0	5.0	TO-220-7 (TA07B)
LM2678T-12	12	TO-220-7 (TA07B)
LM2678T-ADJ	Регулируемое	TO-220-7 (TA07B)

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

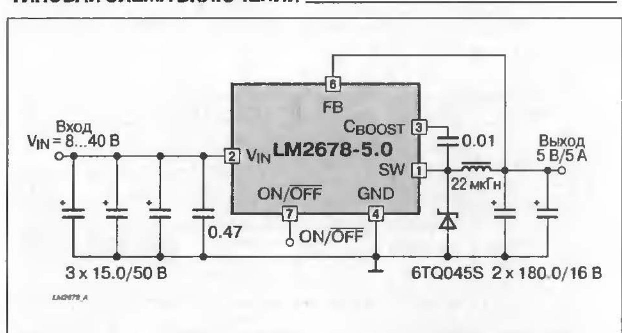
Микросхемы серии LM2678 реализуют все необходимые функции для построения понижающих (buck) преобразователей напряжения с током нагрузки до 5 А с превосходной стабильностью по напряжению и току. Использование встроенного ДМОП-ключа с низким сопротивлением открытого канала позволяет получить КПД более 90%. Серия включает приборы с регулируемым выходным напряжением и фиксированными напряжениями 3.3, 5 и 12 В.

Концепция SIMPLE SWITCHER обеспечивает использование минимального числа навесных компонентов. Генератор с высокой фиксированной частотой (260 кГц) с позволяет применять компоненты с меньшими габаритными размерами. Для использования вместе с LM2678 рядом производителей выпускается семейство стандартных дросселей, что очень упрощает процесс проектирования.

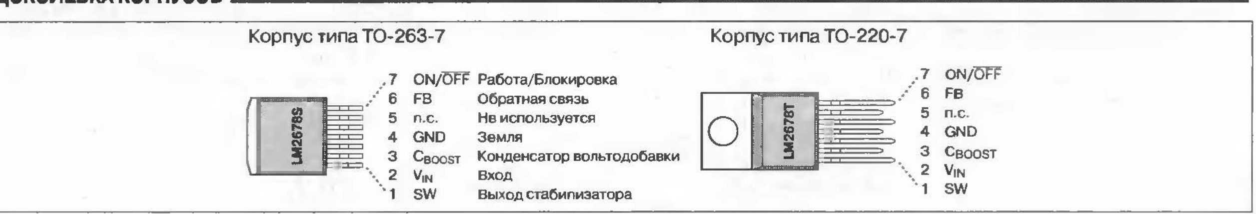
В микросхеме LM2678 также реализованы тепловая защита, ограничение тока и блокировка схемы, которая может понизить ток покоя до 50 мкА. Выходное напряжение регулируется с погрешностью ±2%.

Частота синхронизации регулируется в пределах ±11%.

ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

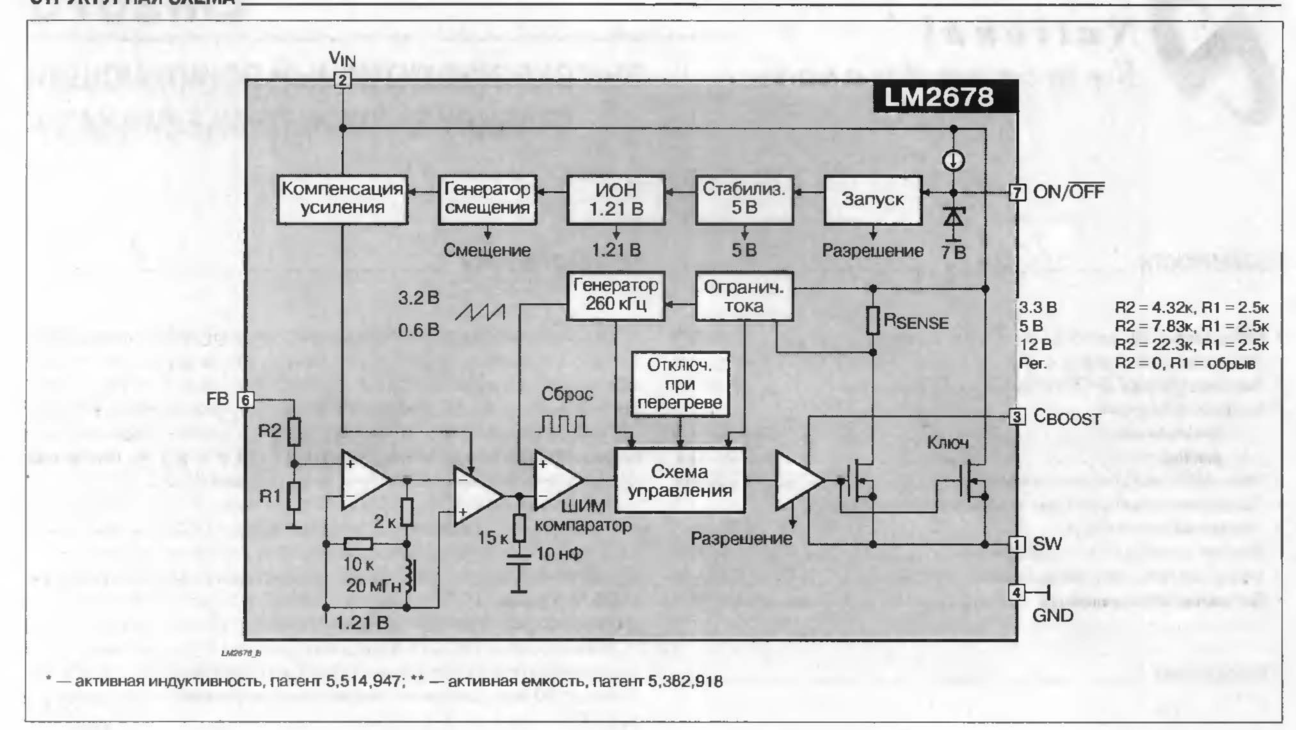


ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

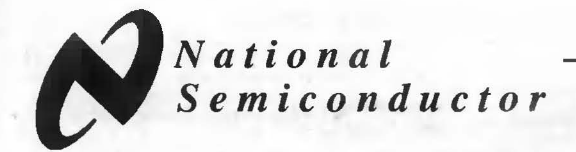


8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



* — активная индуктивность, патент 5,514,947; ** — активная емкость, патент 5,382,918



LM3352

КОНДЕНСАТОРНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ С ТОКОМ ДО 200 мА

ОСОБЕННОСТИ

- Погрешность стабилизированного выходного напряжения .... ±3%
- Стандартный ряд выходных напряжений .... 2.5, 3.0 и 3.3 В
- Возможна поставка приборов с выходным напряжением от 1.8 В до 4.0 В с шагом 100 мВ
- Входное напряжение .... 2.5...5.5 В
- Выходной ток .... до 200 мА
- КПД .... более 80%
- Используются малое число дешевых навесных компонентов
- Малая занимаемая площадь
- Рабочий ток .... 400 мкА (typ)
- Ток потребления в дежурном режиме .... 2.5 мкА (typ)
- Рабочая частота переключений .... 1 МГц (typ)
- Архитектура и методы управления обеспечивают высокий ток нагрузки и высокий КПД
- Корпус TSSOP-16
- Защита от перегрева

ПРИМЕНЕНИЕ

- Оборудование с батарейным питанием, включая персональные цифровые устройства, "карманные" компьютеры, сотовые телефоны
- Плоские дисплеи
- Ручной инструмент
- Системы с питанием от NiCd, NiMH или щелочных батарей
- Любые преобразователи 3.3 в 2.5 В или 5.0 в 3.3 В

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выходное напряжение, В	Корпус	Поставка
LM3352MTCX-2.5	2.5	TSSOP-16	2500 шт., лента и бобина
LM3352MTCX-2.5	2.5	TSSOP-16	94 шт., туба
LM3352MTCX-3.0	3.0	TSSOP-16	2500 шт., лента и бобина
LM3352MTCX-3.0	3.0	TSSOP-16	94 шт., туба
LM3352MTCX-3.3	3.3	TSSOP-16	2500 шт., лента и бобина
LM3352MTCX-3.3	3.3	TSSOP-16	94 шт., туба

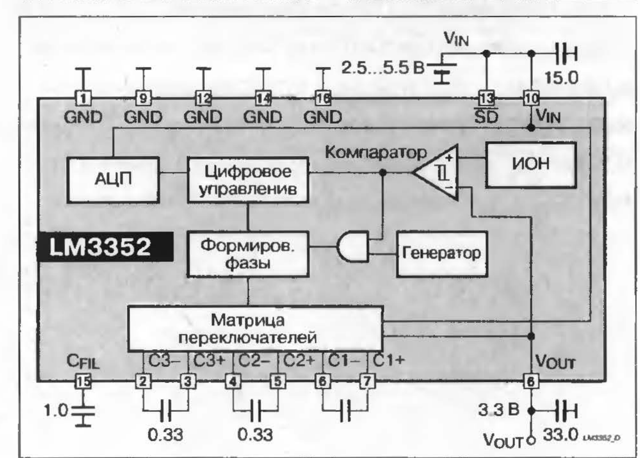
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема LM3352 представляет собой DC/DC-преобразователь на переключаемых конденсаторах, который выдает стабилизированное выходное напряжение, автоматически повышая или понижая входное напряжение. Прибор работает с входным напряжением от 2.5 до 5.5 В. LM3352 выпускается в трех стандартных вариантах с выходным напряжением: 2.5, 3.0 и 3.3 В. Возможна поставка модификации с другим выходным напряжением из диапазона 1.8...4.0 В с шагом 100 мВ.

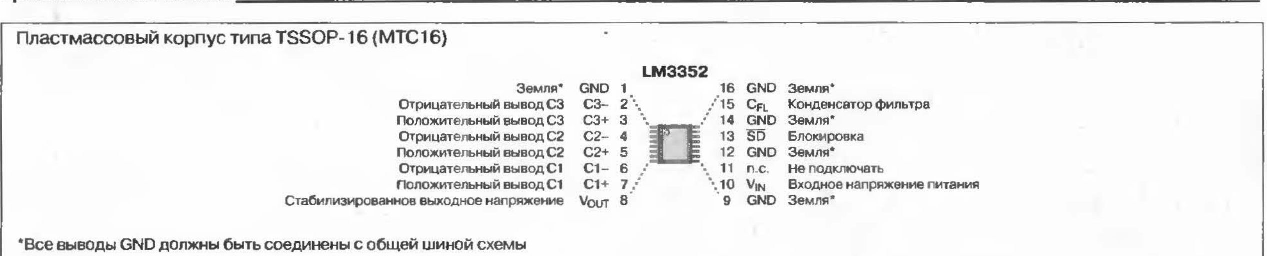
Повышающая/понижающая архитектура LM3352 позволяет получать ток нагрузки до 200 мА при КПД свыше 80%. Типовой рабочий ток равен 400 мкА, а типовой ток потребления в дежурном режиме — всего 2.5 мкА.

Микросхема LM3352 выпускаются в 16-выводном корпусе TSSOP. Этот корпус имеет максимальную высоту всего 1.1 мм. Высокий КПД LM3352, низкое потребление, миниатюрный корпус и небольшая площадь готового преобразователя делают ее идеальным решением для применения в портативных устройствах с батарейным питанием.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



8

Микросхемы для импульсных источников питвния фирмы NJR Corporbtion:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ NJR CORPORATION

БЕЗЫНДУКТИВНЫЕ DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Ток потребления, мкА		Частота, кГц	Корпус	Особенности
				Рабочий	Дежурный режим			
NJU7261	1...5	3, 5 (±3%)	250 (typ)	5 (typ)	0.2	20...50	SOT-89-5	Дежурный режим, внутренний RC-генератор, встроенный диод, КМОП-технология
NJU7262	1...5	3, 5 (±3%)	250 (typ)	5 (typ)	0.2	20...50	SOP-8, SSOP-8, MSOP-8	Внешняя/внутренняя синхронизация, дежурный режим, внутренний RC-генератор, встроенный диод, КМОП-технология
NJU7660	3...10/1.5...10	$2V_{IN}/-V_{IN}$	55 Ом (typ)	170 (typ)	—	5	DIP-8, SOP-8	КПД для инвертора до 99.9%, каскадное включение, малое число внешних компонентов, КМОП-технология
NJU7662	4.5...20	$2V_{IN}/-V_{IN}$	60/125 Ом (typ)	250/20 (typ)	—	10	DIP-8, SOP-8	КПД для инвертора до 99.9%, каскадное включение, малое число внешних компонентов, КМОП-технология
NJU7664	2.7...5.2	0...-4	-5...100	1200	1	4000	MSOP-6	Преобразователь для GaAs FET, встроенный конденсатор накачки заряда, сдвоенный ОУ, дежурный режим, КМОП-технология

ИНДУКТИВНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Модулятор	Частота, кГц	Максимальный рабочий цикл, %	Применение (преобразователь)	Режим управления	Корпус	Особенности
ВНУТРЕННИЙ КЛЮЧ										
NJM2352	2.4...24	1.3...24	200	ШИМ	40...60	50	Повыш., пониж., инверт.	Напряжение	SOP-8	Ток потребления 280 мкА (max), определение пониженного напряжения, ИОН на 1.3 В, биполярная технология
NJM2355	7.5...50	5...50	±200	ШИМ	25...31	90	Повыш., пониж., полож. в отриц.	Напряжение	DIP-18	2-канальный стабилизатор, ИОН на 5 В, подавление сдвоенных импульсов, изменяемое "мертвое" время, биполярная технология
NJM2360	2.5...40	1.25...40	1500	ШИМ	0.1...100	100	Повыш., пониж., инверт.	Напряжение	DIP-8, SOP-8	ИОН на 1.3 В ±6%, внешний токоогранич. резистор, биполярная технология
NJM2360A	2.5...40	1.25...40	1500	ШИМ	0.1...100	100	Повыш., пониж., инверт.	Напряжение	DIP-8, SOP-8	ИОН на 1.3 В ±2%, внешний токоогранич. резистор, биполярная технология
ВНЕШНИЙ КЛЮЧ										
NJM2362	9...20	5	±1000 (ПТ)	ШИМ	45...55	48	Обратноходовой, прямоходовой	Ток	DIP-14	ИОН на 5 В, дистанционное выкл., защита от пониженного напряжения, поцикловое ограничение тока, биполярная технология
NJM2368	3.6...32	—	±50 (БТ)	ШИМ	5...350	64 (typ)	Обратноходовой до 10 Вт	Напряжение	DIP-8, SOP-8, SSOP-8	Мягкий запуск, защита от пониженного напряжения, биполярная технология, тотемный выход
NJM2369	3.6...32	—	— (ПТ)	ШИМ	5...350	64 (typ)	Обратноходовой до 10 Вт	Напряжение	DIP-8, SOP-8, SSOP-8	Мягкий запуск, защита от пониженного напряжения, биполярная технология, тотемный выход
NJM3524	8...40	—	50	ШИМ	до 200	45	Любой	Напряжение	DIP-16, SOP-16, SSOP-16	Двухтактный ШИМ-контроллер, аналог SG3524

Примечания:
ПТ — полевой транзистор;
БТ — биполярный транзистор

NJM2360A

ПРЕЦИЗИОННЫЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

ОСОБЕННОСТИ

- Рабочее напряжение .... 2.5...40 В
- Точность ИОН .... ±2%
- Низкий ток потребления в дежурном режиме
- Выходное напряжение .... 1.25...40 В
- Частота генератора .... 100 Гц...1000 кГц
- Выходной ток ключа .... 1.5 А
- Корпус типа DIP-8 или SOP-8
- Биполярная технология

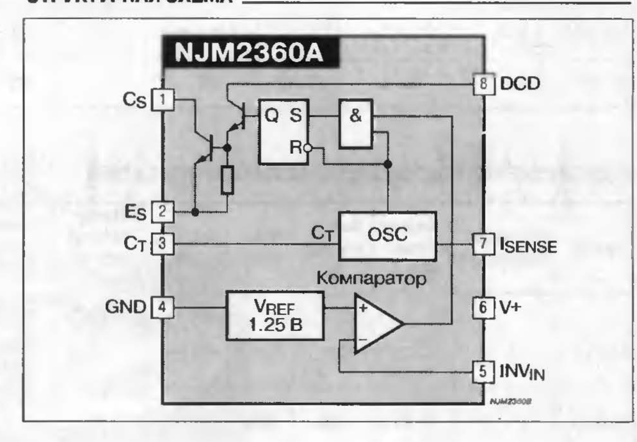
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема NJM2360A представляет собой схему управления, содержащую все необходимое для построения DC/DC-преобразователя напряжения.

Она включает: прецизионный источник опорного напряжения (ИОН), генератор с компаратором управления рабочим циклом и схемой ограничения тока, формирователь импульсов и мощный ключ.

Эта микросхема может использоваться в повышающих, понижающих и инвертирующих преобразователях с минимальным числом навесных компонентов. Выходное напряжение имеет разброс ±5% при использовании резисторов с допуском 1%.

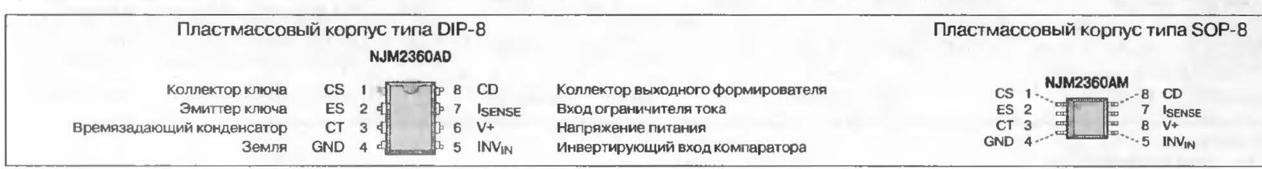
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
NJM2360AD	DIP-8
NJM2360AM	DMP-8 (SOP-8)

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Повышающий преобразователь

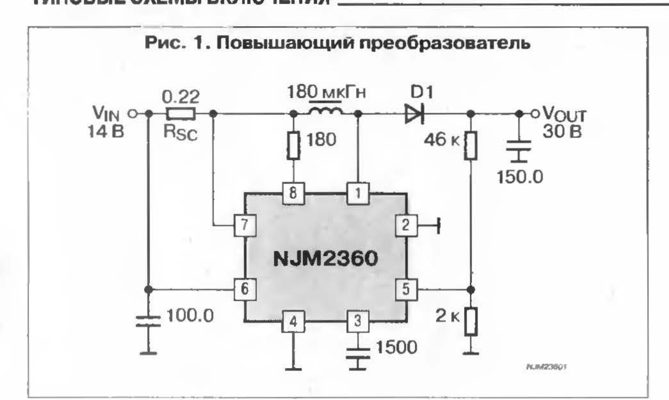
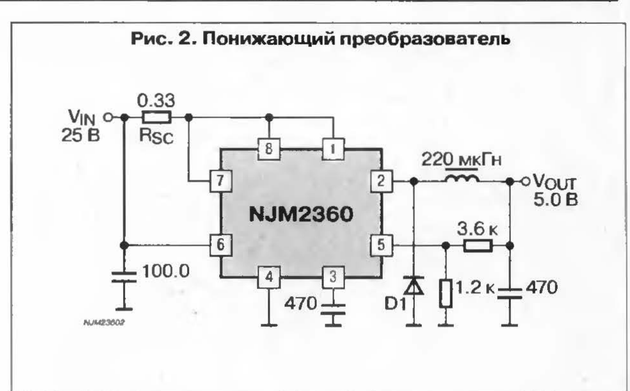


Рис. 2. Понижающий преобразователь



ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Рис. 3. Мощный повышвющий преобрвзоввтель

VIN
RSC
L
D1
VOUT
C0
NJM2360
TX
R2
R1
CT
NJM23603

Рис. 4. Мощный понижающий преобрвзователь

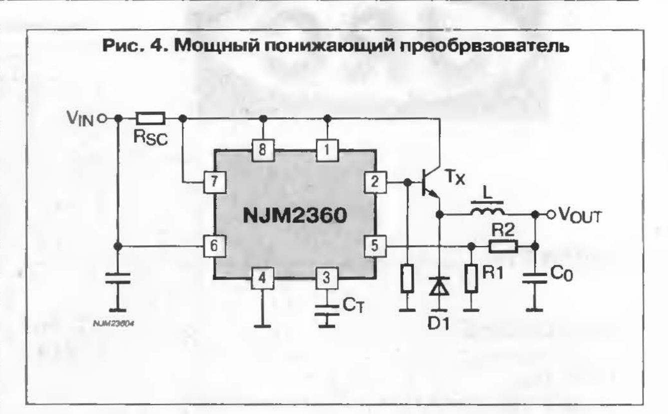


Рис. 5. Инвертирующий преобрвзоввтель

8

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ СТАБИЛИЗАТОРОМ

ОСОБЕННОСТИ

- Рабочее напряжение .... 3.6...32 В
- Частота генератора .... 5...350 кГц
- Мягкий запуск
- Блокироака при пониженном входном напряжении (UVLO)
- Биполярная технология
- Корпус типа DIP-8, DMP-8, EMP-8 или SSOP-8

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы NJM2368/NJM2369 представляют собой быстродействующие схемы управления импульсным стабилизатором, который может работать при низком входном напряжении.

В схемах используется тотемный выходной каскад, способный непосредственно управлять внешним биполярным (NJM2368) или МОП-транзистором (NJM2369).

Приборы предназначены для применения в обратноходовых импульсных преобразователях напряжения мощностью до 10 Вт.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
NJM2368D	DIP-8
NJM2368M	DMP-8 (SOP-8W)
NJM2368E	EMP-8 (SOP-8)
NJM2368V	SSOP-8
NJM2369D	DIP-8
NJM2369M	DMP-8 (SOP-8W)
NJM2369E	EMP-8 (SOP-8)
NJM2369V	SSOP-8

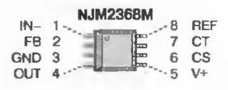
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

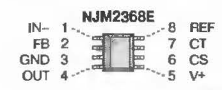
NJM2368D

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Инвертирующий вход усилителя ошибки	IN–	1	8	REF	Выход опорного напряжения
Вход обратной связи	FB	2	7	CT	Частотозадающий конденсатор
Земля	GND	3	6	CS	Конденсатор мягкого запуска
Выход	OUT	4	5	V+	Напряжение питания

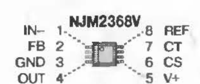
Пластмассовый корпус типа SOP-8W



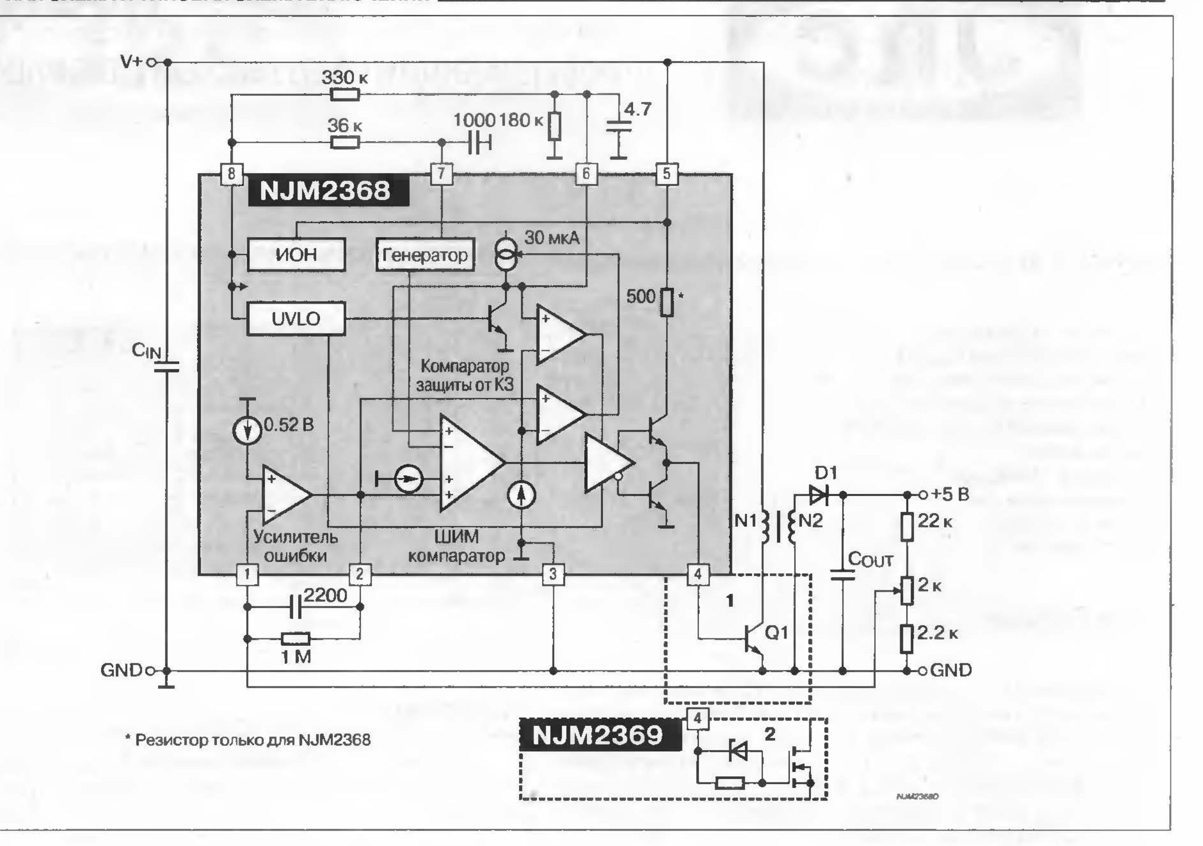
Пластмассовый корпус типа SOP-8



Пластмассовый корпус типа SSOP-8



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



NJU7261

ПОВЫШАЮЩИЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР

ОСОБЕННОСТИ

- Низкое рабочее напряжение .... 1 В (min)
- Низкий рабочий ток, при V_{OUT} = 3 В .... 5 мкА
- Низкий ток в дежурном режиме, при V_{OUT} = 3 В .... 0.2 мкА
- Высокая точность выходного напряжения .... ±3% (max)
- Широкий диапазон рабочего напряжения
- Дежурный режим
- Встроенный RC-генератор
- Встроеный диод Шоттки
- Корпус типа SOT89-5
- КМОП-технология

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

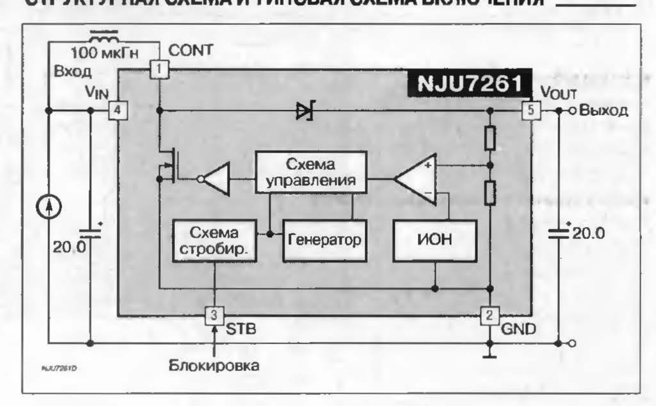
Микросхема NJU7261 выполнена по КМОП-технологии и представляет собой повышающий импульсный стабилизатор напряжения, который включает точный источник опорного напряжения (ИОН), усилитель сигнала ошибки, RC-генератор, схему управления, ключевой транзистор, диод и резистор.

Функция перехода в дежурный режим эффективна для применений с низкой потребляемой мощностью.

Напряжение стабилизации задается внутренним резистивным делителем и составляет 3 или 5 В.

Благодаря малому корпусу, низкому рабочему напряжению и току, микросхема NJU7261 удобна для использования в портативном оборудовании с батарейным питанием.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выходное напряжение, В	Корпус
NJU7261U30	3	SOT89-5
NJU7261U50	5	SOT89-5

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOT89-5

NJU7261

Вывод подключения дросселя	CONT 1		5 V_{OUT}	Выходное напряжение
Земля	GND 2			
Вход упревления Работа/Блокировка	STB 3		4 V_{IN}	Напряжение питания

NJU7262

ПОВЫШАЮЩИЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР

ОСОБЕННОСТИ

- Низкое рабочее напряжение .... 1 В (min)
- Низкий рабочий ток, при V_{OUT} = 3 В...5 мкА
- Низкий ток в дежурном режиме, при V_{OUT} = 3 В .... 0.2 мкА
- Высокая точность выходного напряжения .... ±3% (max)
- Широкий диапазон рабочего напряжения
- Выбор внешней/внутренней синхронизации
- Дежурный режим
- Встроенный RC-генератор
- Встроенный диод Шоттки
- Корпуса типа DMP-8, SSOP-8, VSP-8
- КМОП-технология

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

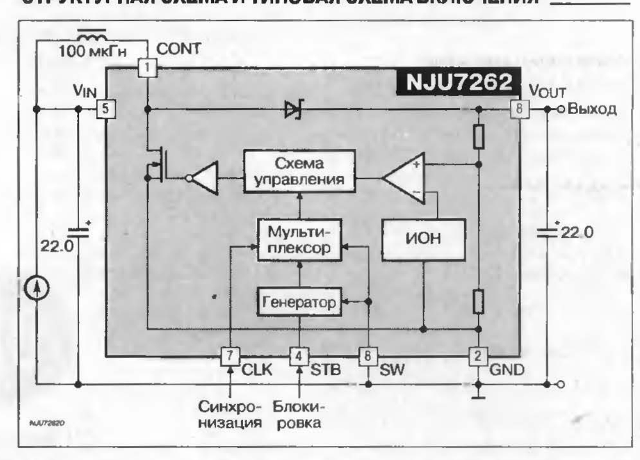
Микросхема NJU7262 представляет собой повышающий импульсный стабилизатор напряжения, который состоит из точного источника опорного напряжения (ИОН), усилителя сигнала ошибки, RC-генератора, схемы управления, ключевого транзистора, диода Шоттки и резистивного делителя.

Тактирование работы производится внутрисхемно или через вывод внешней синхронизации, использование дежурного режима позволяет снизить ток потребления в маломощных схемах применения.

Напряжение стабилизации установлено внутренним резистивным делителем и составляет 3 или 5 В.

Благодаря малому корпусу, низкому рабочему напряжению и току, микросхема NJU7261 удобна для использования в портативном оборудовании с батарейным питанием.

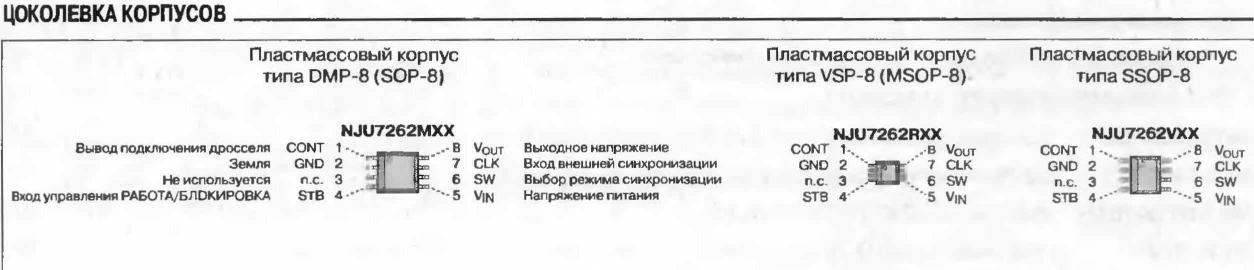
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выходное напряжение, В	Корпус
NJU7262M30	3	DMP-8
NJU7262V30	3	SSOP-8
NJU7262R30	3	VSP-8
NJU7262M50	5	DMP-8
NJU7262V50	5	SSDP-8
NJU7262R50	5	VSP-8

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



8

ON Semiconductor
Formerly a Division of Motorola

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы ON Semiconductor:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ ON SEMICONDUCTOR

ОДНОТАКТНЫЕ КОНТРОЛЛЕРЫ

Предназначены для использования в повышающих, понижающих, прямоходовых и обратноходовых преобразователях. Эффективное решение для мощностей 0.1...200 Вт.

Прибор	Напряжение питания, В	Контроль	Опорное напряжение, В	Максимальная рабочая частота, кГц	Температурный диапазон, °С	Суффикс/корпус
500 мА, НЕЗАВИСИМЫЙ КЛЮЧ						
MC33060A	7.0...40	Напряжение		200	–40...+85	D/SO-14, P/DIP-14
MC34060A	7.0...40	Напряжение	5.0 ±1.5%	200	0...+70	D/SO-14, P/DIP-14
1000 мА, КВАЗИКОМПЛЕМЕНТАРНЫЙ ВЫХОД НА МОП-ТРАНЗИСТОР						
MC33129	4.2...12	Ток	1.25 ±2.0%	300	–40...+85	D/SO-14, P/DIP-14
MC34129	4.2...12	Ток	1.25 ±2.0%	300	0...+70	D/SO-14, P/DIP-14
UC2842A	11...30	Ток	5.0 ±1.0%	500	–25...+85	D/SO-14, N/DIP-8
UC2842B	11...30	Ток	5.0 ±1.0%	500 (Повышенная стабильность генератора при 250 кГц)	–25...+85	D/SO-14, D1/SO-8, N/DIP-8
UC3842A	11.5...30	Ток	5.0 ±2.0%	500	0...+70	D/SO-14, N/DIP-8
UC3842B	11.5...30	Ток	5.0 ±2.0%	500 (Повышенная стабильность генератора при 250 кГц)	0...+70	D/SO-14, D1/SO-8, N/DIP-8
UC3842BV	11.5...30	Ток	5.0 ±2.0%	500 (Повышенная стабильность генератора при 250 кГц)	–40...+105	D/SO-14, D1/SO-8, N/DIP-8
UC2843A	8.2...30	Ток	5.0 ±1.0%	500	–25...+85	D/SO-14, N/DIP-8
UC2843B	8.2...30	Ток	5.0 ±1.0%	500 (Повышенная стабильность генератора при 250 кГц)	–25...+85	D/SO-14, D1/SO-8, N/DIP-8
UC3843A	8.2...30	Ток	5.0 ±2.0%	500	0...+70	D/SO-14, N/DIP-8
UC3843B	8.2...30	Ток	5.0 ±2.0%	500 (Повышенная стабильность генератора при 250 кГц)	0...+70	D/SO-14, D1/SO-8, N/DIP-8
UC3843BV	8.2...30	Ток	5.0 ±2.0%	500 (Повышенная стабильность генератора при 250kHz)	–40...+105	D/SO-14, D1/SO-8, N/DIP-8
UC2844	11...30	Ток	5.0 ±1.0%	500 (50% Ограничение рабочего цикла)	–25...+85	D/SO-14, N/DIP-8
UC2844B	11...30	Ток	5.0 ±1.0%	500 (50% Ограничение рабочего цикла)	–25...+85	D/SO-14, D1/SD-8, N/DIP-8
UC3844	11.5...30	Ток	5.0 ±2.0%	500 (50% Ограничение рабочего цикла)	0...+70	D/SO-14, N/DIP-8
UC3844B	11.5...30	Ток	5.0 ±2.0%	500 (50% Ограничение рабочего цикла)	0...+70	D/SO-14, D1/SO-8, N/DIP-8
UC3844BV	11.5...30	Ток	5.0 ±2.0%	500 (50% Ограничение рабочего цикла)	–40...+105	D/SO-14, D1/SO-8, N/DIP-8
UC2845	8.2...30	Ток	5.0 ±1.0%	500 (50% Ограничение рабочего цикла)	-25...+85	D/SO-14, N/DIP-8
UC2845B	8.2...30	Ток	5.0 ±1.0%	500 (50% Ограничение рабочего цикла)	–25...+85	D/SO-14, D1/SO-8, N/DIP-8
UC3845	8.2...30	Ток	5.0 ±2.0%	500 (50% Ограничение рабочего цикла)	0...+70	D/SO-14, N/DIP-8
UC3845B	8.2...30	Ток	5.0 ±2.0%	500 (50% Ограничение рабочего цикла)	0...+70	D/SO-14, D1/SO-8, N/DIP-8
UC3845BV	8.2...30	Ток	5.0 ±2.0%	500 (50% Ограничение рабочего цикла)	-40...+105	D/SO-14, D1/SO-8, N/DIP-8
–1000 мА (ВЫТЕКАЮЩИЙ)...1500 мА (ВТЕКАЮЩИЙ ТОК), КВАЗИКОМПЛЕМЕНТАРНЫЙ ВЫХОД НА БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР						
MC44602	11...18	Ток	5.0 ±6.0%	500 (50% Ограничение рабочего цикла)	–25...+85	P2/DIP-16
2000 мА, КВАЗИКОМПЛЕМЕНТАРНЫЙ ВЫХОД НА МОП-ТРАНЗИСТОР						
MC33023	9.2...30	Ток или напряжение	5.1 ±1.0%	1000	-40...+105	DW/SO-16, FN/PLCC-20, P/DIP-16
MC34023	9.2...30	Ток или напряжение	5.1 ±1.0%	1000	0...+70	DW/SO-16, FN/PLCC-20, P/DIP-16

ОДНОТАКТНЫЕ КОНТРОЛЛЕРЫ СО ВСТРОЕННЫМ КЛЮЧОМ

Микросхемы содержат все необходимые элементы для построения DC/DC-преобразователя

Прибор	Напряжение питания, В	Контроль	Опорное напряжение, В	Максимальная рабочая частота, кГц	Температурный диапазон, °C	Суффикс/корпус
1500 мА, СВОБОДНЫЙ МОЩНЫЙ КЛЮЧ						
µA78S40	2.5...40	Напряжение	1.25 ±5.2%(1)	100	0...+70	PC/DIP-16
					−40...+85	PV/DIP-16
MC33063A	2.5...40	Напряжение	1.25 ±2.0%	100	−40...+85	D/SO-8, P1/DIP-8
					−40...+125	D/SO-8
MC34063A	2.5...40	Напряжение	1.25 ±2.0%	100	0...+70	D/SO-8, P1/DIP-8
MC33165	3...65	Напряжение	1.25 ±2.0% и 5.05 ±3.0%	100	−40...+85	DW/SO-16
MC34165	3...65	Напряжение	1.25 ±2.0% и 5.05 ±3.0%	100	0...+70	P/DIP-16, DW/SO-16
3400 мА, СВОБОДНЫЙ МОЩНЫЙ КЛЮЧ						
MC33163	2.5...40	Напряжение	1.25 ±2.0% и 5.05 ±3.0%	100	−40...+85	DW/SO-16
MC34163	2.5...40	Напряжение	1.25 ±2.0% и 5.05 ±3.0%	100	0...+70	P/DIP-16, DW/SO-16
3400 мА (MIN), 4300 МА (TYP), ВЫХОД С ЭМИТТЕРА МОЩНОГО КЛЮЧА						
MC33166	7.5...40	Напряжение	5.05 ±2.0%	72 ±12%, фиксирована	−40...+85	TH, TV, T/TO-220-5
MC34166	7.5...40	Напряжение	5.05 ±2.0%	72 ±12%, фиксирована	0...+70	D2T/D2PAK-5, TH, TV
5500 мА (MIN), 6500 МА (TYP), ВЫХОД С ЭМИТТЕРА МОЩНОГО КЛЮЧА						
MC33167	7.5...40	Напряжение	5.05 ±2.0%	72 ±12%, фиксирована	−40...+85	
MC34167	7.5...40	Напряжение	5.05 ±2.0%	72 ±12%, фиксирована	0...+70	

Примечание
(1) Разброс во всём рабочем диапазоне температур

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ОДНОТАКТНЫЕ КОНТРОЛЛЕРЫ СО ВСТРОЕННЫМ МОЩНЫМ КЛЮЧОМ

Разработаны для работы от выпрямленного сетевого напряжения. Включают высоковольтный ключ, схему запуска и ШИМ-контроллер с аварийной защитой

Прибор	Выпрямленное переменное напряжение 85...276 В	Встроенный МОП-ключ	Максимальное напряжение на стоке	Пиковый ток, А	R_{DS}(on), Ом	Максимальная выходная мощность (V_{IN} = 92...265 В (AC)), Вт	Запуск	Схема управления	Рабочая частота	Корпус	Рабочая температура, °C
MC33362	только 110 В	+	500	2	4.4	20	Активный, встроенный МОПТ на 250 В	ШИМ, фикс. частота, управление по напряжению	Рег. до 300 кГц	DIP-16, SO-16WB	−25...+125
MC33363A	+	+	700	1	7.5	14	Активный, встроенный МОПТ на 500 В	ШИМ, фикс. частота, управление по напряжению	Рег. до 300 кГц	DIP-16, SO-16WB	−25...+125
MC33363B	+	+	700	1	15	8	Активный, встроенный МОПТ на 450 В	ШИМ, фикс. частота, управление по напряжению	Рег. до 300 кГц	DIP-16, SO-16WB	−25...+125
MC33365	+	+	700	1	15	8	Активный, встроенный МОПТ на 450 В	ШИМ. фикс. частота, управление по напряжению	Рег. до 300 кГц	DIP-16	−25...+125
MC33369	+	+	700	0.5	12	12	Активный, встроенный МОПТ на 700 В	ШИМ, фикс. частота	Фикс. 100 кГц	DIP-8, TO-220-5	−25...+125
MC33370	+	+	700	0.9	12	25	Активный, встроенный МОПТ на 700 В	ШИМ, фикс. частота	Фикс. 100 кГц	DIP-8, TO-220-5	−25...+125
MC33371	+	+	700	1.5	6.8	45	Активный, встроенный МОПТ на 700 В	ШИМ, фикс. частота	Фикс. 100 кГц	DIP-8, TO-220-5	−25...+125
MC33372	+	+	700	2	4.8	60	Активный, встроенный МОПТ на 700 В	ШИМ, фикс. частота	Фикс. 100 кГц	DIP-8, TO-220-5	−25...+125
MC33373	+	+	700	2.7	3.8	75	Активный, встроенный МОПТ на 700 В	ШИМ, фикс. частота	Фикс. 100 кГц	DIP-8, TO-220-5	−25...+125
MC33374	+	+	700	3.3	3	90	Активный, встроенный МОПТ на 700 В	ШИМ, фикс. частота	Фикс. 100 кГц	DIP-8, TO-220-5	−25...+125

Примечание
МОПТ — МОП-транзистор

ОДНОТАКТНЫЕ КОНТРОЛЛЕРЫ СО ВСТРОЕННЫМ КЛЮЧОМ СЕРИИ "EASY SWITCHER™"

Микросхемы представляют идеальное решение для построения понижающих импульсных стабилизаторов

Прибор	Рабочее напряжение, В (max)	Контроль	Рабочая частота, кГц	Выходное напряжение, В	Температурный диапазон, °C	Суффикс/корпус
500 мА						
LM2574	40	Напряжение	52, фиксирована	3.3, 5, 12, 15, Рег.	–40...+125	N/DIP-8
1000 мА						
LM2575	40	Напряжение	52, фиксирована	3.3, 5, 12, 15, Рег.	–40...+125	T/TO-220-5, TV/TO-220-5, D2T/D2PAK-5
3000 мА						
LM2576	4.75...40	Напряжение	52, фиксирована	3.3, 5, 12, 15, Рег.	–40...+125	T/TO-220-5, TV/TO-220-5, D2T/D2PAK-5

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ОДНОТАКТНЫЕ КОНТРОЛЛЕРЫ

Прибор	Макс. выходной ток, мА	Макс. рабочее напряжение, В	Контроль	Рабочая частота, кГц	Опорное напряжение, В	Температурный диапазон, °C	Суффикс/корпус
ОДНОТАКТНЫЕ КОНТРОЛЛЕРЫ СЕРИИ GreenLine™							
MC44603A	±750	18	Напряжение или ток	250	2.5	–25...+85	P/DIP-16, DW/SO-16
MC44604	—	—	Напряжение или ток	250	2.5	–25...+85	P/DIP-16
MC44605	квазикомплементарный выход	80...280	Напряжение или ток	250	2.5	–25...+85	P/DIP-16
MC44608	—	80...280	Напряжение или ток	40/75/100	1	–25...+85	P/DIP-8

ДВУХТАКТНЫЕ КОНТРОЛЛЕРЫ

Эти двухтактные контроллеры с управлением по напряжению, току, а также резонансные, разработаны для применения в двухтактных, полумостовых и мостовых преобразователях и используются при выходных мощностях 100...2000 Вт.

Прибор	Напряжение питания, В	Контроль	Опорное напряжение, В	Макс. рабочая частота, кГц	Температурный диапазон, °C	Суффикс/корпус
500 мА, НЕЗАВИСИМЫЕ КЛЮЧИ						
TL494	7.0...40	Напряжение	5.0 ±5.0%(1)	200	–25...+85	IN/DIP-16
					0...+70	CN/DIP-16
TL594	7.0...40	Напряжение	5.0 ±1.5%	300	–25...+85	IN/DIP-16
					0...+70	CN/DIP-16
±500 мА, КВАЗИКОМПЛЕМЕНТАРНЫЕ ВЫХОДЫ НА МОП-ТРАНЗИСТОРЫ						
SG3525A	8.0...40		5.1 ±2.0%	400	0...+70	N/DIP-16
±200 мА, КВАЗИКОМПЛЕМЕНТАРНЫЕ ВЫХОДЫ НА МОП-ТРАНЗИСТОРЫ						
SG3526			5.0 ±2.0%	400	0...+125(2)	N/DIP-18
±1500 мА, КВАЗИКОМПЛЕМЕНТАРНЫЕ ВЫХОДЫ НА МОП-ТРАНЗИСТОРЫ						
MC33066	9.6...20	Резонанс (Нулевой ток)	5.1 ±2.0%	1000	–40...+85	DW/SO-16, P/DIP-16
MC34066	9.6...20	Резонанс (Нулевой ток)	5.1 ±2.0%	1000	0...+70	DW/SO-16, P/DIP-16
MC33067	9.6...20	Резонанс (Нулевое напряжение)	5.1 ±2.0%	2000	–40...+85	DW/ SO-16, P/DIP-16
MC34067	9.6...20	Резонанс (Нулевое напряжение)	5.1 ±2.0%	2000	0...+70	DW/SO-16, P/OIP-16
2000 мА, КВАЗИКОМПЛЕМЕНТАРНЫЕ ВЫХОДЫ НА МОП-ТРАНЗИСТОРЫ						
MC33025	9.2...30	Ток или напряжение	5.1 ±1.0%	1000	–40...+105	DW/SO-16, FN/PLCC-20, P/DIP-16
MC34025	9.2...30	Ток или напряжение	5.1 ±1.0%	1000	0...+70	DW/SO-16, FN/PLCC-20, P/DIP-16

Примечания:
(1) Разброс для всего рабочего диапазона температур;
(2) Температура кристалла.

МИКРОМОЩНЫЕ КМОП DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Прибор	Выходное напряжение, В	Частота	Суффикс (тип ключа)		Рабочая температура, °C	Корпус
			Внутренний ключ	Выход на внешний ключ		
MC33463	3, 3.3, 5	Переменная	KT1	LT1	–30...+80	SOT-89
MC33466	3, 3.3, 5	Фиксированная	JT1	LT1	–30...+80	SOT-89

Примечание.
*Возможна поставка стабилизатора с любым выходным напряжением в диапазоне 2.5...7.5 В с шагом 0.1 В.

8

ДВУХКАНАЛЬНЫЕ КОНТРОЛЛЕРЫ

Прибор	Макс. рабочее напряжение, В	Контроль	Опорное напряжение, В	Рабочая частота, кГц	Температурный диапазон, °С	Суффикс/корпус
500 мА						
MC34270	4	Напряжение	1.25 ±2.0%	700	0...+70	FB/TQFP-32
MC34271			1.25 ±2.0%	700	0...+70	FB/TQFP-32
±1000 мА, КВАЗИКОМПЛЕМЕНТАРНЫЕ ВЫХОДЫ НА МОП-ТРАНЗИСТОРЫ						
MC33065	11...15.5	Ток	5.0 ±2.6%	500	−40...+85	DW/SO-16, P/DIP-16
	11...20	Ток	5.0 ±2.6%	500	−40...+85	DW–H/SO-16, P–H/DIP-16
	8.4...20	Ток	5.0 ±2.6%	500	−40...+85	DW–L/SO-16, P–L/DIP-16
MC34065	11...15.5	Ток	5.0 ±2.6%	500	0...+70	DW/SO-16, P/DIP-16
	11...20	Ток	5.0 ±2.6%	500	0...+70	DW–H/SO-16, P–H/DIP-16
	8.4...20	Ток	5.0 ±2.6%	500	0...+70	DW–L/SO-16, P–L/DIP-16

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ КОНТРОЛЛЕР ПИТАНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРОВ

Микросхемы обеспечивают задержку сброса при включении и сторожевой таймер

Прибор	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	V_{CC}	Опорное напряжение, В	Особенности	Температура, °С	Корпус
MC33470	1.8...3.5	0.3...14 А	4...5	—	Синхронное выпрямление	0...+75	SO-20

КОНТРОЛЛЕРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Прибор	Рабочее напряжение, В	Макс. напряжение запуска, В	Опорное напряжение, В	Особенности	Температура, °С	Корпус
±500 мА, КВАЗИКОМПЛЕМЕНТАРНЫЕ ВЫХОДЫ НА МОП-ТРАНЗИСТОРЫ						
MC33260	9.0...30	30	2.5 ±1.4%	Компаратор перенапряжения, защита от пониженного напряжения, таймер запуска	−40...+105	P/DIP-8
MC33261	9.0...30	30	2.5 ±1.4%	Защита от пониженного напряжения, таймер запуска	−40...+85	D/SO-8, P/DIP-8
MC34261	9.0...30	30	2.5 ±1.4%	Защита от пониженного напряжения, таймер запуска	0...+70	D/SO-8, P/DIP-8
MC33262	9.0...30	30	2.5 ±1.4%	Компаратор перенапряжения, защита от пониженного напряжения, таймер запуска	−40...+105	D/SO-8, P/DIP-8
MC34262	9.0...30	30	2.5 ±1.4%	Компаратор перенапряжения, защита от пониженного напряжения, таймер запуска	0...+85	D/SO-8, P/DIP-8
1500 мА, КМОП КВАЗИКОМПЛЕМЕНТАРНЫЕ ВЫХОДЫ НА МОП-ТРАНЗИСТОРЫ						
MC33368	9.0...16	500	5.0 ±1.5%	Повышенное напряжение сети, запуск, компаратор перенапряжения, защита от пониженного напряжения, таймер, определение пониженной нагрузки	−25...+125	D/SO-16, P/DIP-16

ON Semiconductor
Formerly a Division of Motorola

MC33363/3A

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Встроенный мощный ключевой МОП-трвнзистор с выводом контроля тока
  - MC33363 .... 700 В/1 А
  - MC33363A .... 700 В/1.5 А
- Питание от выпрямленного сетевого напряжения 240 В (AC)
- Встроенный МОП-транзистор запуска на напряжение до 450 В
- ШИМ с подавлением сдвоенных импульсов
- Поцикловое ограничение тока
- Защита с гистерезисом от пониженного входного напряжения
- Компаратор защиты от перенапряжения на выходе
- Внутренний ИОН с заводской подгонкой номинвла
- Внутренняя защита от перегрева
- Напряжение питвния .... 10...40 В
- Выходное напряжение внутреннего стабилизаторв.................. 6.5 В
- Рабочая температура .... –25...+125°C

ТИПОНОМИНАЛЫ

ТИПОНОМИНАЛ	КОРПУС
MC33363P	DIP-16
MC33363DW	SOP-16
MC33363AP	DIP-16
MC33363ADW	SOP-16

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема MC33363/3A представляет собой монолитный высоковольтный импульсный стабилизатор напряжения, предназначенный для работы от выпрямленного сетевого напряжения 240 В (AC). Схема имеет встроенный мощный ключевой МОП-транзистор с контрольным выводом (SenseFET) на напряжение до 700 В и ток до 1 А для MC33363 и до 1.5 А для MC33363A, МОП-транзистор запуска на напряжение до 450 В, генератор с регулируемым рабочим циклом, компаратор ограничения тока с программируемым порогом и задержкой при открытии ключа, фиксируемый ШИМ-модулятор для подавления сдвоенных импульсов, усилитель ошибки с высоким коэффициентом усиления и "bandgap" источник опорного напряжения (ИОН) с заводской подгонкой номинала. Прибор включает следующие функции защиты: поцикловое ограничение тока, блокировку с гистерезисом при пониженном входном напряжении, защиту от перенапряжения на выходе и защиту от перегрева. Микросхема поставляется в пластмассовых 16выводных корпусах типа DIP или SOP.

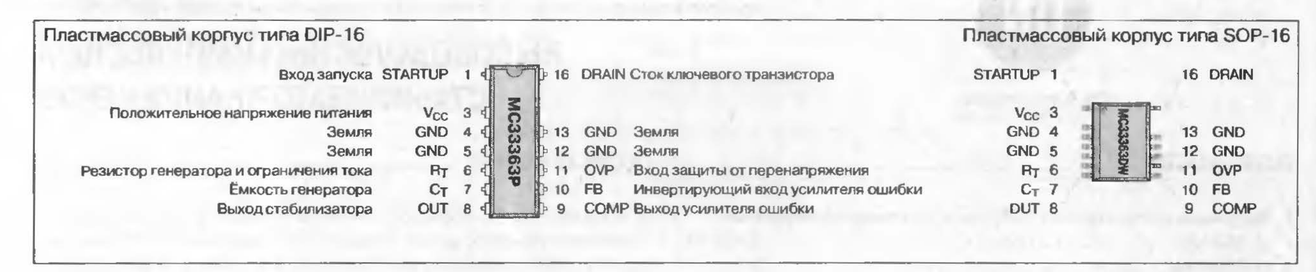
Микросхема MC33363A имеет улучшенные мощностные параметры по сравнению с MC33363.

Благодаря низкому току смещения эти приборы идеально подходят для переносных компьютеров и другого бытового и промышленного оборудования с батарейным питанием.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

UVLO — блокировка при пониженном напряжении
OVP — защита от перенапряжения

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СЕТЕВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ МОЩНОСТЬЮ 8 ВТ

C1 = C2 = C3 = Sanyo Os-Con ≠ 65 A 330 M, 330 мкФ, 6.3 В
C4 = Sanyo Os-Con ≠ 105 A 220 M, 220 мкФ, 10 В
L1 = Coilcraft S5088–A, 5.0 мкГн, 0.11 Ом
T1 = Coilcraft S5088–A
Перв.: 77 витков # 28 AWG
Два слоя 0.002" майларовой ленты
Втор.: 5 витка # 22 AWG, бифилярная намотка
Два слоя 0.002" майларовой ленты
Доп.: 13 витков # 28 AWG
Два слоя 0.002" майларовой ленты
Зазор: 0.006" для индуктивности перв. обмотки 1.0 мГн
Сердечник и каркас Coilcraft PT 1950, E187, 3F3

UVLO — блокировка при пониженном напряжении
OVP — защита от перенапряжения

ON Semiconductor
Formerly a Division of Motorola

MC33368

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ КОНТРОЛЛЕР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

ОСОБЕННОСТИ

- Схема запуска без потерь
- Компаратор защиты от перенапряжения на выходе
- Маскирование фронта импульса тока (LEB)
- Сторожевой таймер для возбуждения колебаний
- Таймер задержки импульса запуска
- ШИМ с подавлением сдвоенных импульсов
- Поцикловое ограничение тока
- Защита с гистерезисом от пониженного входного напряжения
- Внутренний ИОН
- Внутренняя защита от перегрева
- Напряжение питания . . . . 16 В
- Рабочая температура . . . . –25...+125°C

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема MC33368 представляет собой активный контроллер коэффициента мощности, работающий по схеме повышающего преобразователя непосредственно от сетевого напряжения. Прибор оптимизирован для маломощных применений с высокой плотностью монтажа и позволяет уменьшить количество внешних компонентов и снизить рассеиваемую мощность. Интеграция высоковольтного запуска экономит приблизительно 0.7 Вт мощности по сравнению с резистивной схемой запуска.

Микросхема MC33368 включает сторожевой таймер для возбуждения колебательного процесса на выходе, одно-квадрантный умножитель, заставляющий ток линии отслеживать мгновенное значение линейного напряжения, компаратор нулевого тока для организации граничного режима работы, усилитель ошибки, токочувствительный компаратор, 5-ти вольтовый ИОН, схему защиты от пониженного входного напряжения V_{CC} (UVLO) и КМОП-выходной каскад для управления внешними МОП-транзисторами. Имеется также схема программируемого ограничения выходной частоты переключения. Прибор обладает следующими защитными функциями: компаратор перенапряжения на выходе минимизирует броски выходного напряжения, таймер задержки дублирует импульс запуска и при случайных сбоях отпирает ключевой транзистор, поцикловое ограничение тока.

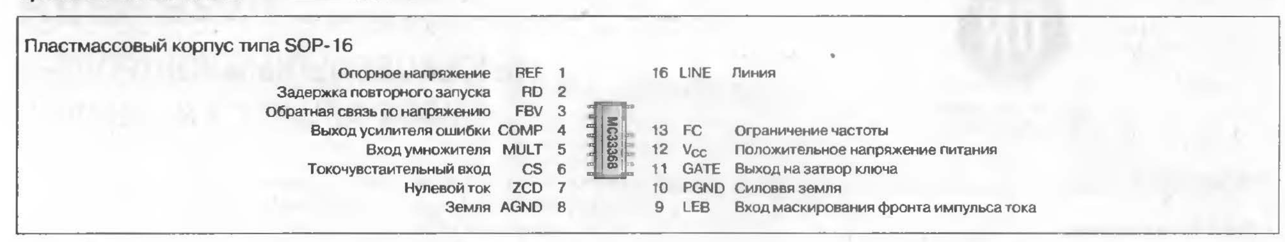
ТИПОНОМИНАЛЫ

ТИПОНОМИНАЛ	КОРПУС	ТЕМПЕРАТУРА, °C
MC33368DW	SOP-16	–25...+125

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

8

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



Пластмассовый корпус типа SOP-16

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Опорное напряжение	REF	1	16	LINE	Линия
Задержка повторного запуска	RD	2			
Обратная связь по напряжению	FBV	3			
Выход усилителя ошибки	COMP	4	13	FC	Ограничение частоты
Вход умножителя	MULT	5	12	V_{CC}	Положительное напряжение питания
Токочувстаительный вход	CS	6	11	GATE	Выход на затвор ключа
Нулевой ток	ZCD	7	10	PGND	Силовя земля
Земля	AGND	8	9	LEB	Вход маскирования фронта импульса тока

СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

Универсальный контроллер коэффициента мощности на 175 Вт с функцией вкл/выкл

MC33368A

T1: Coilcraft N2880–A
L = 870 мкГн
Перв. обм.: 78 витков # 16 AWG
Втор. обм.: 6 витков # 118 AWG

Два слоя 0.002" майларовой ленты
Доп.: 13 витков # 28 AWG
Сердечник: Coilcraft PT4215, EE42-15
Зазор: 0.104"

MC33463H/66H

МИКРОМОЩНЫЙ DC/DC-КОНВЕРТЕР

ОСОБЕННОСТИ

- Низкий ток потребления
  - MC33463 .... 4 мкА (typ)
  - MC33466 .... 15 мкА (typ)
- Высокая точность выходного напряжения .... ±2.5%
- Низкое напряжение запуска, при 1 мА .... 0.9 В
- Мягкий запуск (для MC33466) .... 500 мкс (typ)
- Корпус для поверхностного монтажа
- Рабочая температура .... −30...+80°C

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы серии MC33463/66 представляют собой микромощные повышающие импульсные стабилизаторы напряжения, предназначенные для использования в переносных и мобильных устройствах. При минимальном количестве внешних компонентов приборы обеспечивают широкий диапазон стабилизированных выходных напряжений. Данные серии отличает очень низкий статический ток смещения — 4 мкА (typ) для MC33463 и 15 мкА (typ) для MC33466.

Микросхемы MC33463H-xxKT1 и MC33466H-xxJT1 включают: высокоточный источник опорного напряжения (ИОН), генератор, ключевой транзистор, резистивный делитель обратной связи, а также ЧИМ (VFM)-контроллер и компаратор — для серии MC33463 или ШИМ-контроллер и усилитель ошибки — для серии MC33466.

Приборы MC3346xH-xxLT1 в отличие от MC33463H-xxKT1 и MC33466H-xxJT1 предназначены для использования с внешним ключевым транзистором, подключаемым к выводу EXT.

Благодаря низкому току смещения эти приборы идеально подходят для переносных компьютеров и другого бытового и промышленного оборудования с батарейным питанием.

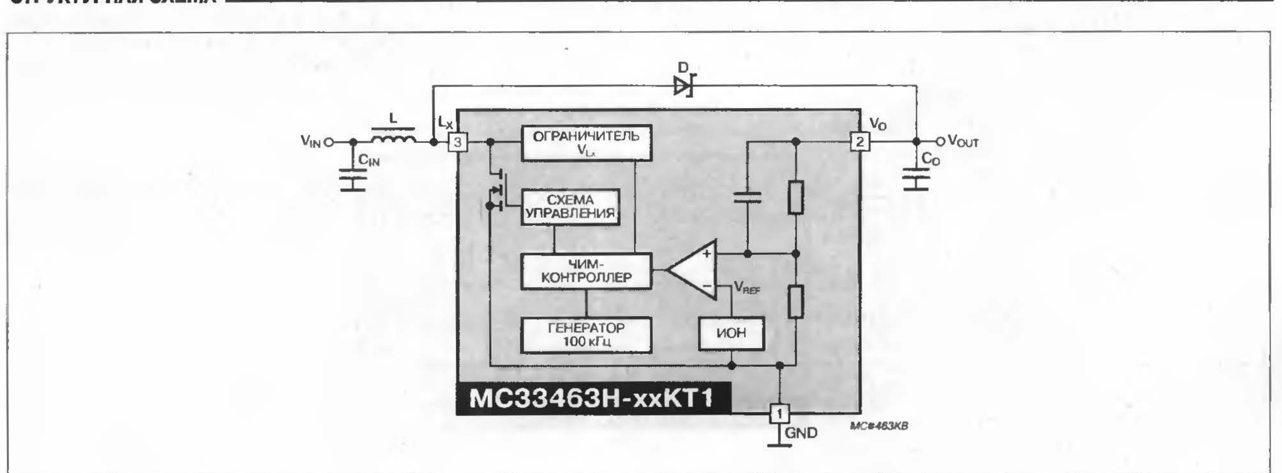
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выходное напряжение, В	Тип	Корпус (лента/туба)
MC33463H-30KT1	3.0	Внутренний ключ	SOT-89 (лента)
MC33463H-33KT1	3.3		
MC33463H-50KT1	5.0		
MC33463H-30LT1	3.0	Внешний ключ	
MC33463H-33LT1	3.3		
MC33463H-50LT1	5.0		
MC33466H-30JT1	3.0	Внутренний ключ	SOT-89 (лента)
MC33466H-33JT1	3.3		
MC33466H-50JT1	5.0		
MC33466H-30LT1	3.0	Внешний ключ	
MC33466H-33LT1	3.3		
MC33466H-50LT1	5.0		

Имеются приборы с любым выходным напряжением в диапазоне 2.5...7.5 В (с шагом 0.1 В). За консультацией обращайтесь к производителю.

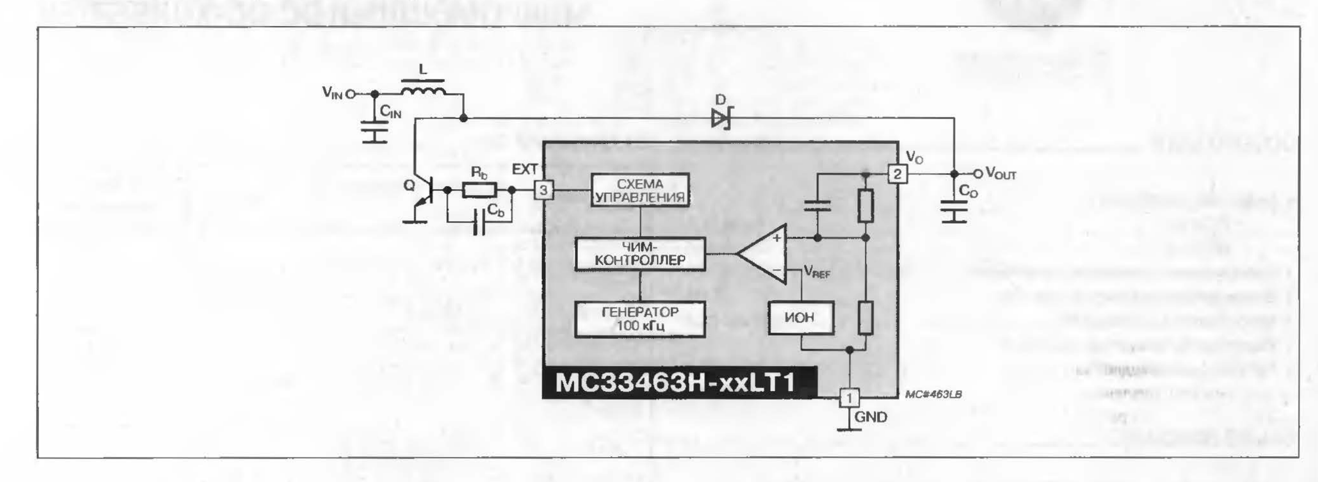
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

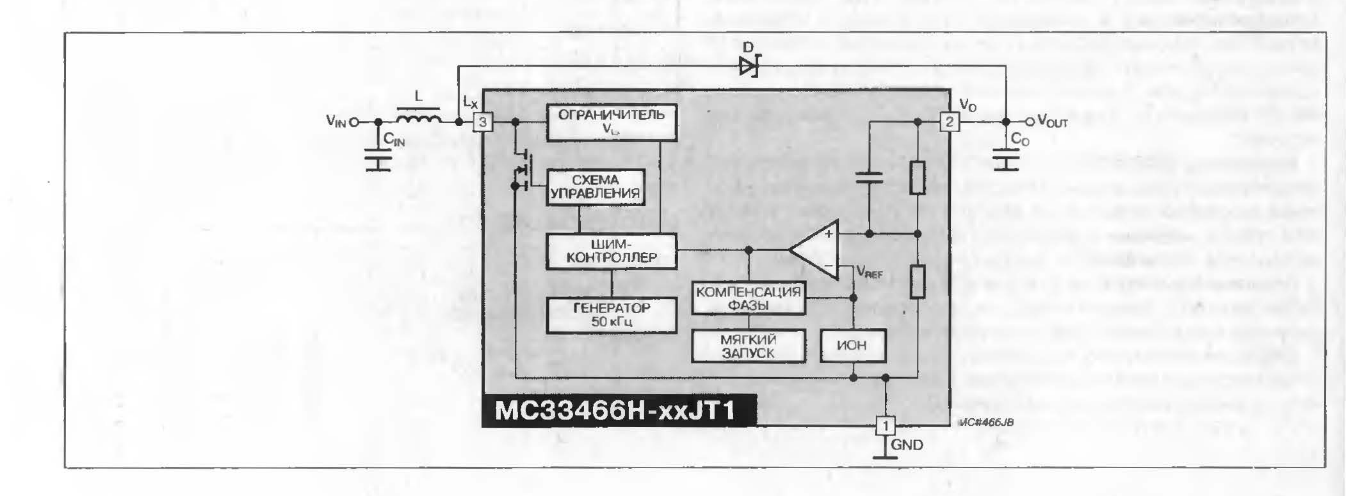
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

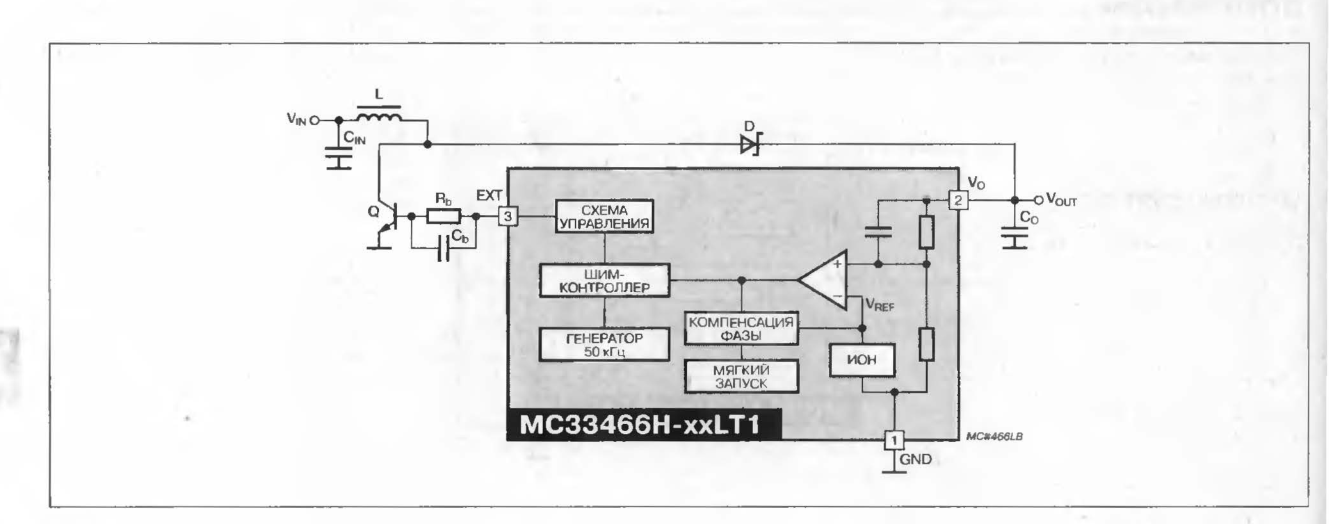


8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА (ПРОДОЛЖЕНИЕ)







ON Semiconductor
Formerly a Division of Motorola

MC33470

ПРОГРАММИРУЕМЫЙ DC/DC-КОНВЕРТЕР С СИНХРОННЫМ ВЫПРЯМЛЕНИЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- Цифровое управление выходным напряжением с помощью 5-разрядного ЦАП
- Быстрый отклик на изменение нагрузки
- Вывод блокировки выхода обеспечивает управление типа ВКЛ/ВЫКЛ
- Программируемый мягкий запуск
- Сильноточный выходной каскад для синхронного выпрямления
- Выходное сопротивление .... 0.5 Ом (typ)
- ИОН с низким температурным коэффициентом напряжения
- Программируемая защита по току
- Индикация перенапряжения
- Функциональное сходство с LTC1553
- Напряжение питания .... 4...5 В
- Выходное напряжение .... 1.8...3.5 В
- Рабочая температура .... 0...+75°С

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема MC33470 представляет собой программируемый импульсный стабилизатор напряжения, разработанный для питания микропроцессоров, а также для использования в модулях стабилизаторов напряжения и в других общецелевых применениях. Прибор работает на фиксированной частоте и обеспечивает стабилизированное выходное напряжение с большой нагрузочной способностью при минимальном количестве внешних компонентов. Выходное напряжение управляется встроенным 5-разрядным ЦАП.

Данная схема имеет три дополнительные особенности. Первая – это пара высокоскоростных компараторов, следящих за выходным напряжением и ускоряющих отклик схемы на изменение тока нагрузки. Вторая особенность – схема мягкого запуска, которая устанавливает управляемую характеристику включения при подаче питания и при восстановлении после аварийного состояния, вызванного внешними схемами. Третья особенность – два выходных каскада, которые для достижения оптимальной эффективности обеспечивают синхронное выпрямление.

Данная схема идеально подходит для компьютерного, потребительского и промышленного оборудования, в котором требуются точность, производительность и оптимальная стабильность.

ТИПОНОМИНАЛЫ

MC33470DW

Табл. 1. Программирование выходного напряжения

V_{ID4}	V_{ID3}	V_{ID2}	V_{ID1}	V_{ID0}	V_O
0	1	1	1	1	–
0	1	1	1	0	–
0	1	1	0	1	–
0	1	1	0	0	–
0	1	0	1	0	–
0	1	0	0	1	–
0	1	0	0	0	–
0	0	1	1	1	–
0	0	1	1	0	–
0	0	1	0	1	1.8
0	0	1	0	0	1.85
0	0	0	1	1	1.9
0	0	0	1	0	1.95
0	0	0	0	1	2.0
0	0	0	0	0	2.05
1	1	1	1	1	Нет ЦПУ
1	1	1	1	0	2.1
1	1	1	0	1	2.2
1	1	1	0	0	2.3
1	1	0	1	1	2.4
1	1	0	1	0	2.5
1	1	0	0	1	2.6
1	1	0	0	0	2.7
1	0	1	1	1	2.8
1	0	1	1	0	2.9
1	0	1	0	1	3.0
1	0	1	0	0	3.1
1	0	0	1	1	3.2
1	0	0	1	0	3.3
1	0	0	0	1	3.4
1	0	0	0	0	3.5

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

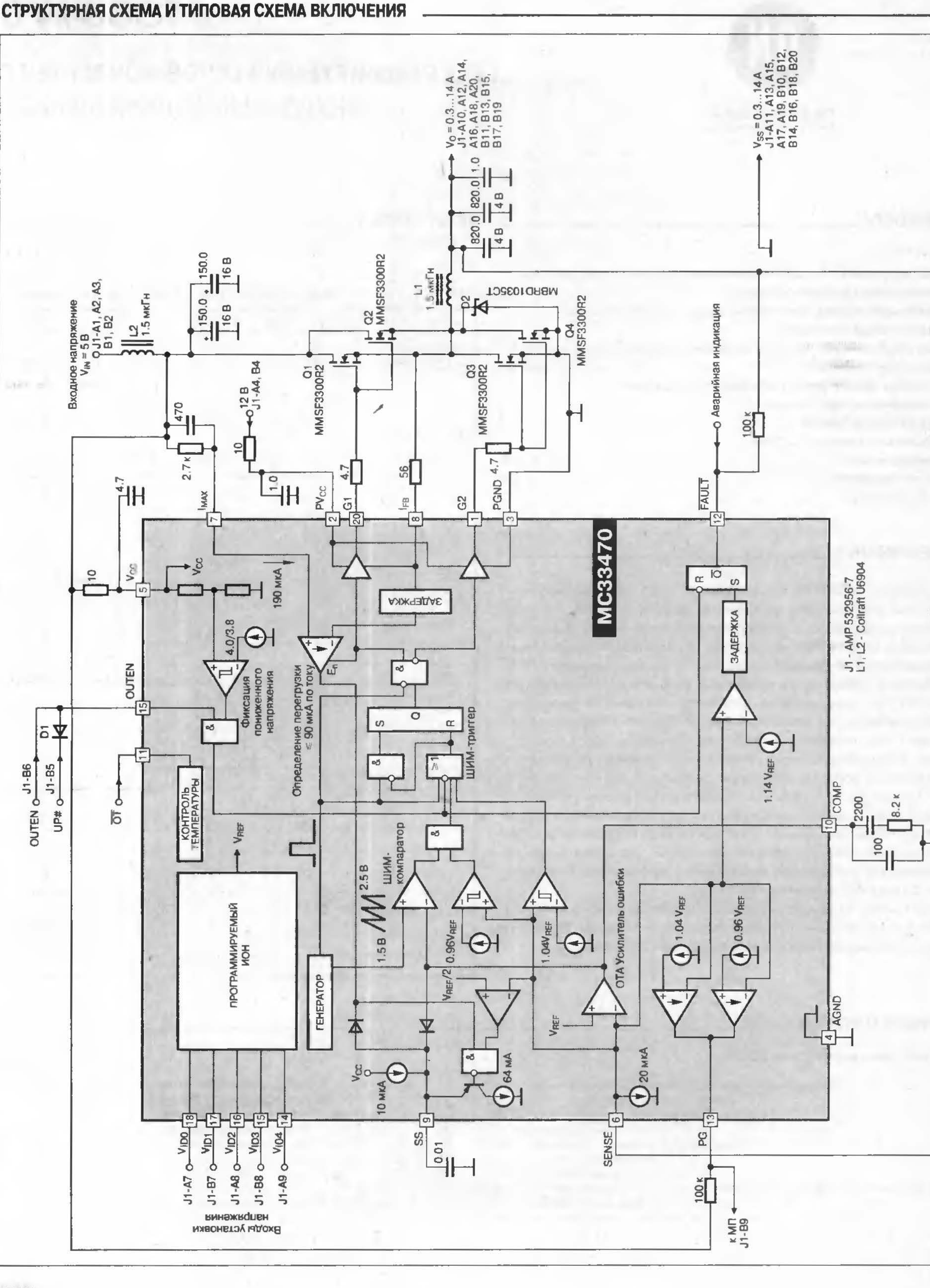
Пластмассовый корпус типа SO-20

MC33470

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Выход управления нижним *n*-канальным МОП-транзистором	G2	1	20	G1	Выход управления верхним *n*-канальным МОП-транзистором
Питание *n*-канвльного МОП-транзистора	PV_{CC}	2	19	OUTEN	Вход управления ВКЛ/ВЫКЛ
Отдельная земля для возврата тока	PGND	3	18	V_{ID0}	Вход 0 установки напряжения
Земля схемы управления	AGND	4	17	V_{ID1}	Вход 1 установки напряжения
Положительное питание схемы управления	V_{CC}	5	16	V_{ID2}	Вход 2 установки напряжения
Обратная связь с выхода	SENSE	6	15	V_{ID3}	Вход 3 установки напряжения
Порог ограничения тока	I_{MAX}	7	14	V_{ID4}	Вход 4 установки напряжения
Поцикловое ограничение тока/иницивлизация мягкого запуска при перегрузке по току	I_{FB}	8	13	PG	Выход индикации нормвльной работы
Вход мягкого запуска	SS	9	12	$\overline{FAULT}$	Выход индикации перенапряжения на выходе
Компенсация усилителя ошибки	COMP	10	11	$\overline{OT}$	Выход индикации перегрева

8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



MC44603/04

ОДНОТАКТНЫЙ ШИМ/ЧИМ-КОНТРОЛЛЕР

ОСОБЕННОСТИ

- Рабочая частота переключения .... до 250 кГц
- Встроенная компенсация на опережение
- ШИМ-триггер для пошклового ограничения тока
- Генератор с точным поддержанием частоты
- Программируемый опорный ток
- Управление по первичной или по вторичной цепи
- Лёгкость синхронизации (MC44603)
- Сильноточный тотемный выходной каскад
- Защита с гистерезисом от пониженного напряжения
- Защита от перенапряжения прн обрыве петли обратной связи по току или по напряжению
- Защита при КЗ вывода генератора
- Полностью программируемая нагрузочная характеристнка
- Мягкий запуск
- Точная установка максимального рабочего цикла
- Защита от размагничивания (определение нулевого тока)
- ИОН с заводской подгонкой
- Усовершенствованный выходной каскад (MC44603)
- Низкий ток запуска и рабочий ток
- Полностью программируемый дежурный режим (запатентованный в случае MC44604)
- Управляемое снижение частоты в дежурном режиме (MC44603)
- Низкая величина dv/dt для снижения электромагнитного излучения
- Напряжение питания .... 9...14.5 В
- Выходной ток .... 750 мА
- Рабочая температура .... –25...+85°С

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема MC44603/04 представляет собой усовершенствованный высокопроизводительный контроллер, предназначенный для использования в импульсных преобразователях напряжения и DC/DC-конвертерах. Этот прибор отличается необычной способностью автоматически изменять рабочий режим в случае перегрузки, при пониженной нагрузке или при КЗ на выходе, что обеспечивает дополнительную надёжность системы на базе данной схемы. Следует отметить следующие особенности в сравнении с обычными контроллерами импульсных источников питания:

— гибкость ограничения выходного тока в целях защиты от перегрузки;

— дежурный режим, когда конвертер почти не нагружен;

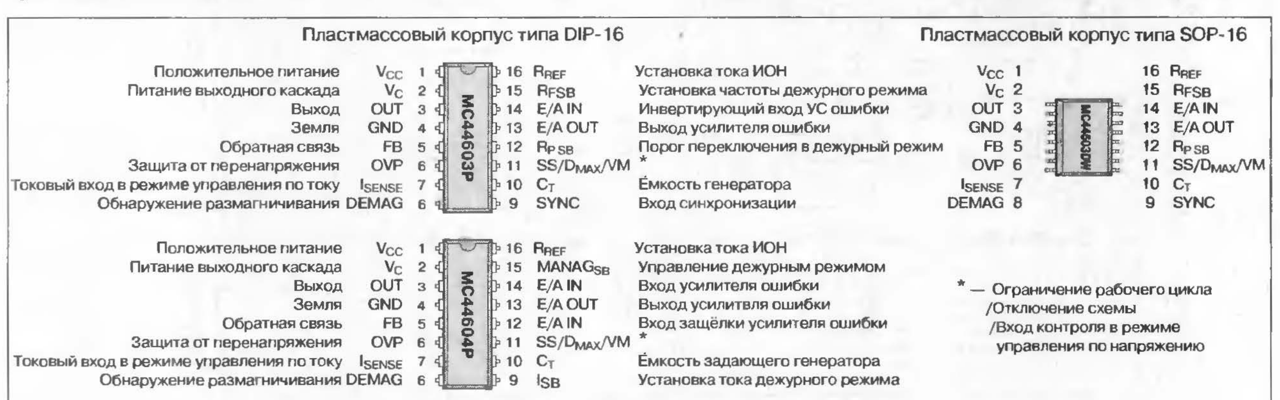
— обнаружение размагничивания для ослабления последствий ударной нагрузки на транзистор и диоды при переключении;

— сильноточный квазикомплементарный (обеспечивает как вытекающий, так и втекающий ток) выходной каскад для управления мощным МОП-транзистором.

Прибор может также использоваться для управления биполярным транзистором в конвертерах мощностью до 150 Вт. Схема оптимизирована для работы в режиме прерывистого тока нагрузки, но может использоваться и в режиме непрерывного тока. Конструкция прибора позволяет применять как управление по току, так и по напряжению.

Микросхема MC44604 является модификацией MC44603. В схеме MC44604 использовано новое запатентованное решение эффективного снижения тока потребления конвертера в дежурном режиме.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



ТИПОНОМИНАЛЫ

ТИПОНОМИНАЛ	КОРПУС
MC33363P	DIP-16
MC33363DW	SOP-16
MC33363AP	DIP-16

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

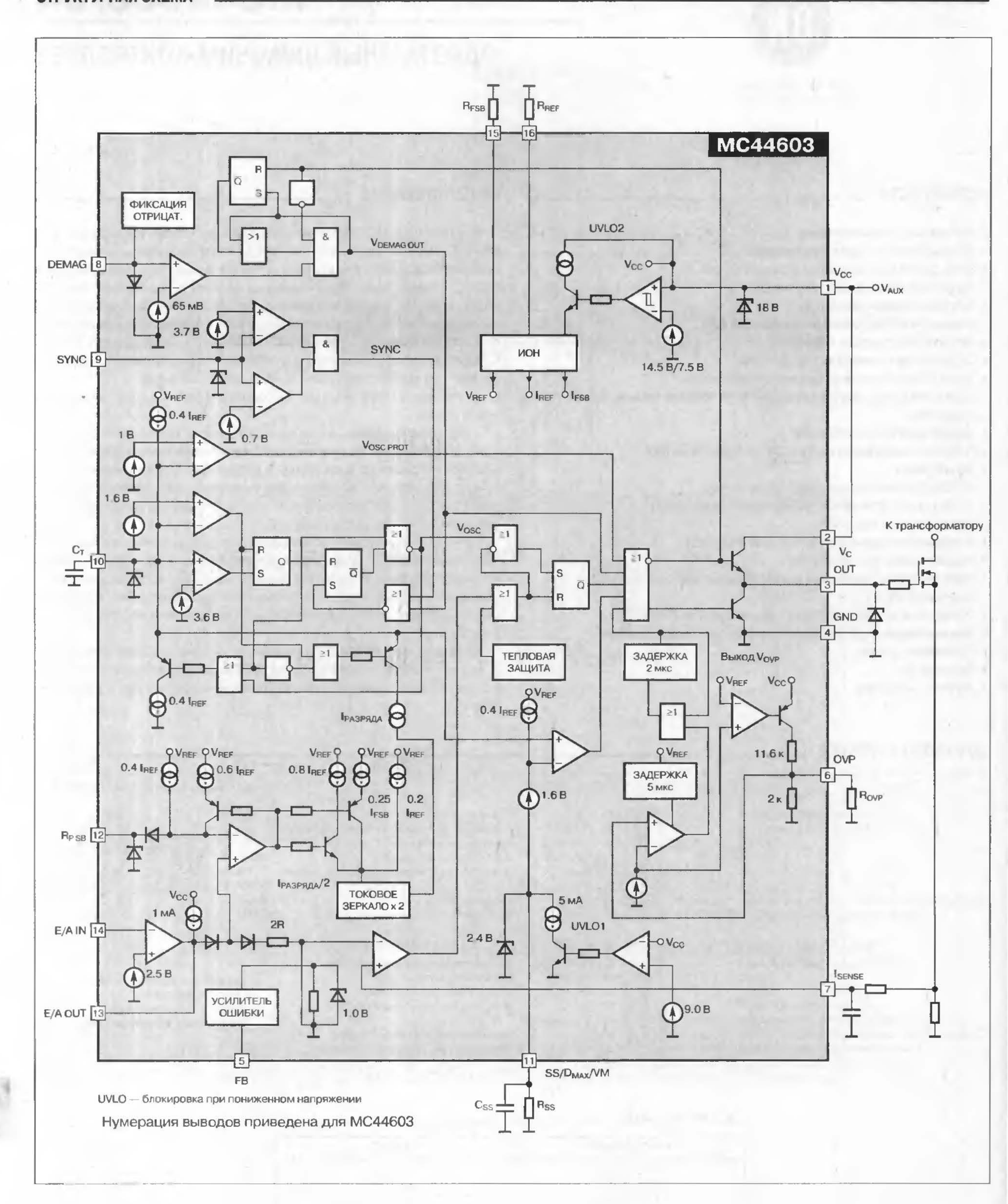


СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

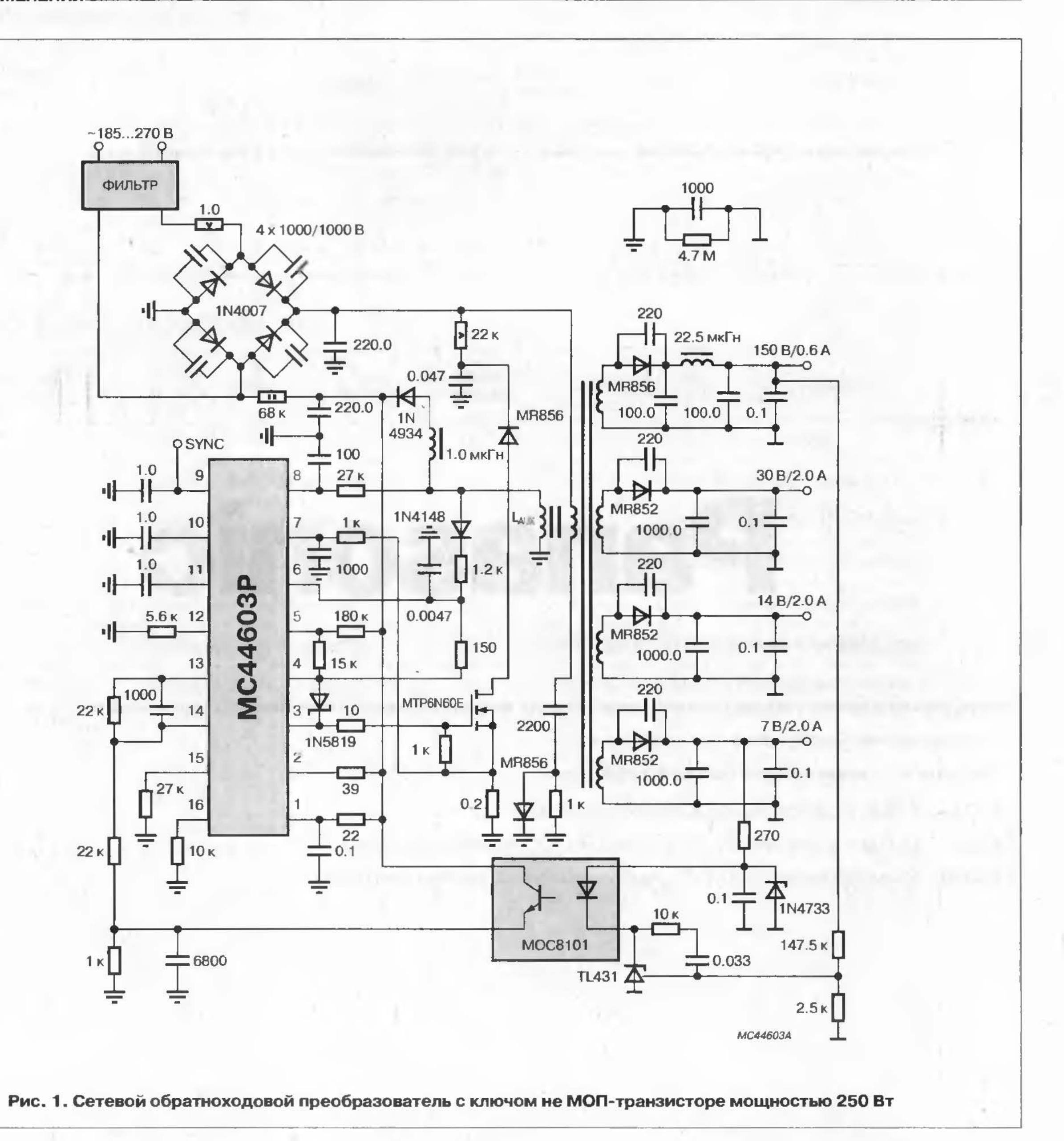


Рис. 1. Сетевой обратноходовой преобразователь с ключом не МОП-транзисторе мощностью 250 Вт

8

Panasonic

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Panasonic Electronic Components:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ PANASONIC ELECTRONIC COMPONENTS

НИЗКОВОЛЬТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Прибор	Напряжение питания, В	Выходной ток, мА	Выход	Максимальная частота, кГц	Корпус	Примечание
AN8011	3.6...34	100	*n-p-n*-транзистор с ОК, эмиттер на земле	220	SOP-16	2 канала: отриц. и положит выходные напряжения
AN8013	3.6...34	100	*n-p-n*-транзистор с ОК, эмиттер на земле	500	SOP-10	Защита от короткого замыкания
AN8015	3.6...34	100	*n-p-n*-транзистор с ОК, эмиттер на земле	500	SOP-10	—

СЕТЕВЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ БЫТОВОЙ АППАРАТУРЫ

Прибор	Выходной ток, мА (peak)	Выход	Максимальная частота, кГц	Корпус	Примечаиие
AN8021	1000	Тотемный, внешний МОП-транзистор	700	SOP-16, SIP-9	ШИМ с управлением по току
AN8022	1000	Тотемный, внешний МОП-транзистор	700	SOP-16, SIP-9	ШИМ с управлением по току, рабочий цикл < 44%
AN8026	1000	Тотемный, внешний МОП-транзистор	60	SIP-9	ШИМ с управлением по току, резонансный
AN8028	1000	Тотемный, внешний МОП-транзистор	65	SIP-9	ШИМ с управлением по току, резонансный
AN8029	1000	Тотемный, внешний МОП-транзистор	60	SIP-9	ШИМ с управлением по току, резонансный
AN8091	150	Тотемный, внешний МОП-транзистор	500	DIP-16, SOP-20	ШИМ с управлением по току, с блокировкой
AN8092	2000	Тотемный. внешний МОП-транзистор	500	DIP-16, SOP-20	ШИМ с управлением по току, с блокировкой

AN8013

Panasonic

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- Диапазон напряжений питания .... 3.6...34 В
- Малый ток потребления .... 2.4 мА (typ)
- Диапазон рабочих частот .... 20...500 кГц
- Встроенная поимпульсная защита по току
- Встроенная защита от короткого замыкания
- Защита от пониженного напряжения питания
- Встроенный источник опорного напряжения
- Выходной каскад на состаноне транзисторе с выходным током до 100 мА

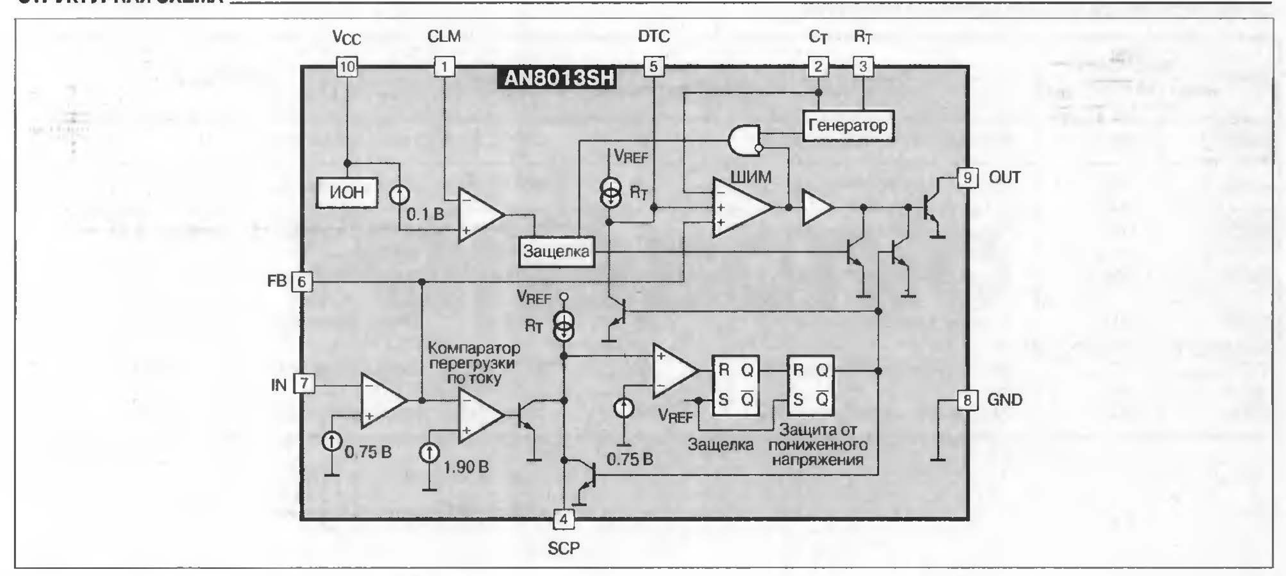
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема AN8013 представляет собой ШИМ-контроллер, который может быть использован в преобразователях повышающего, понижающего и инвертирующего типов.

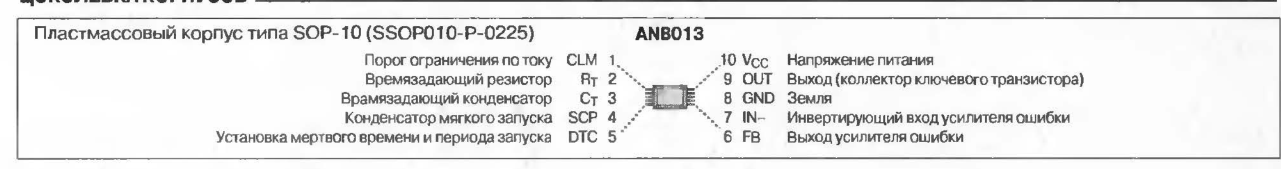
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
AN8013SH	SOP-10

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

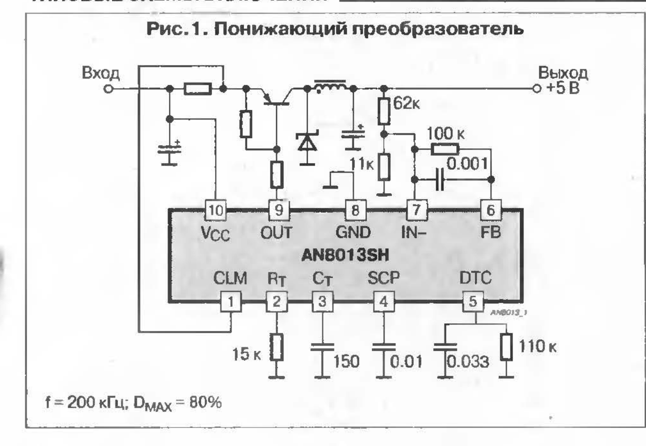


ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



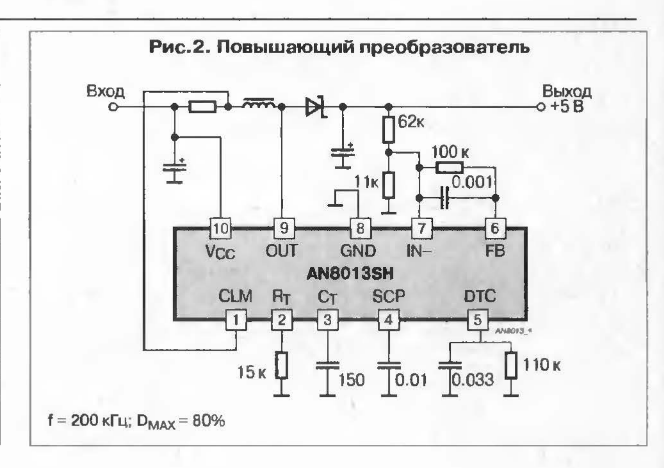
ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис.1. Понижающий преобразователь



f = 200 кГц; D_{MAX} = 80%

Рис.2. Повышающий преобразователь



f = 200 кГц; D_{MAX} = 80%

Panasonic

AN8021

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ОБРАТНОХОДОВЫМ AC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- Рабочая частота .... до 700 кГц
- Потребляемый ток в предпусковом режиме .... 70 мкА
- Тотемный выход........ ±1 А (peak)
- Встроенная поимпульсная защита по току
- Встроенная защита от пониженного напряжения (ВКЛ/ВЫКЛ) ..... 14.2 В/9.2 В
- Встроенная защита от повышенного напряжения

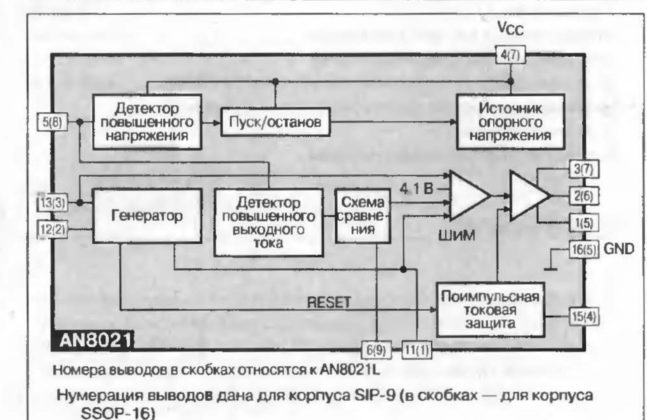
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Рабочий диапазон температур, °С
AN8021L	SIP-9 (SIP009-P-0000D)	–30...+85
AN8021SB	SSOP-16 (SSOP016-P-0225)	–30...+85

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема AN8021 является схемой управления импульсным источником питания. Она удобна в применении при использовании с конденсаторами относительно малой емкости. Высокая степень интеграции уменьшает число внешних элементов.

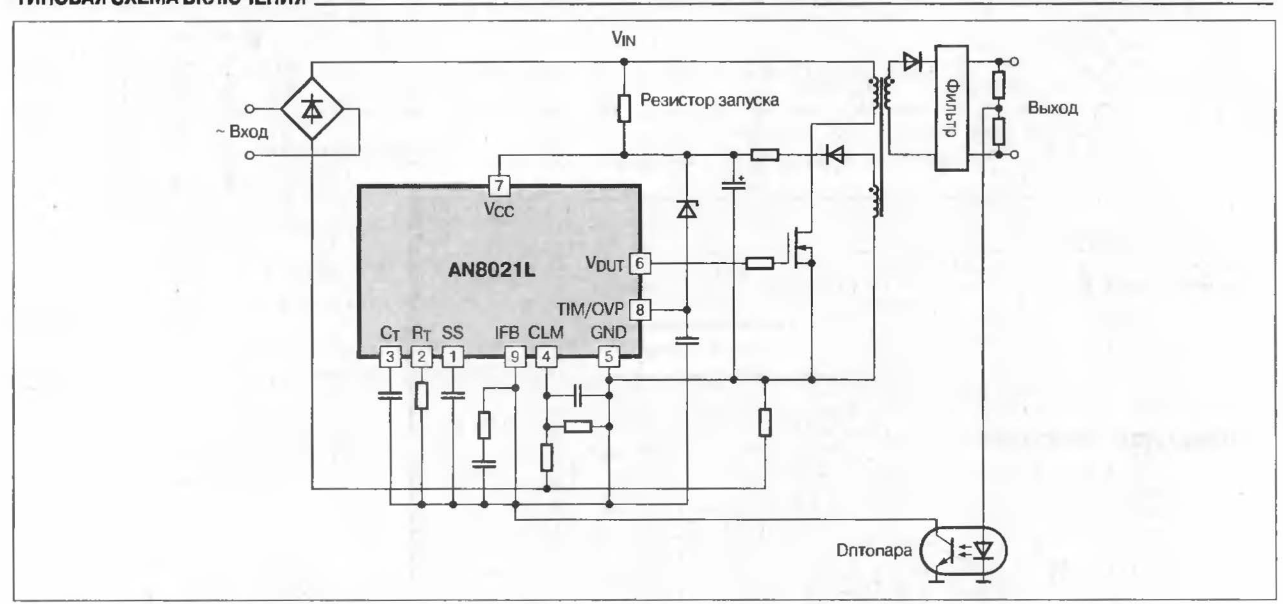
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



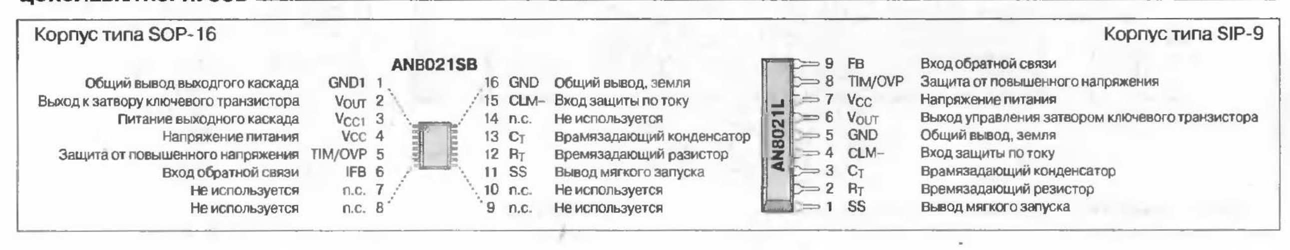
Номера выводов в скобках относятся к AN8021L

Нумерация выводов дана для корпуса SIP-9 (в скобках — для корпуса SSOP-16)

ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



Panasonic

AN8026

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ AC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ РЕЗОНАНСНОГО ТИПА

ОСОБЕННОСТИ

- Диапазон рабочих напряжений .... 8.6...34 В
- Тотемный выход .... ±1 А (peak)
- Потребляемый ток в предпусковом режиме .... 80 мкА
- Встроенная поимпульсная защита по току
- Встроенная защита от пониженного напряжения, СТАРТ/СТОП .... 14.9 В/8.6 В)
- Встроенная защита от повышенного напряжения (с возможностью внешнего отключения)
- Встроенное упраление рабочей частотой

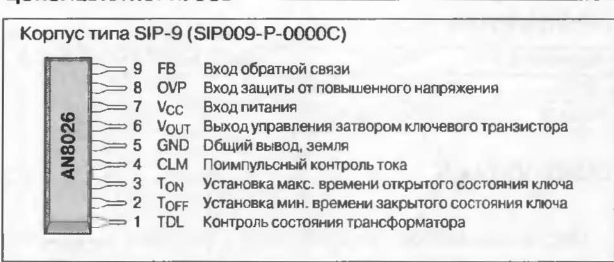
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема AN8026 представляет собой схему управления AC/DC-преобразователем резонансного типа. Максимальная длительность открытого состояния и минимальная длительность закрытого состояния ключевого транзистора устанавливаются раздельно с помощью внешнего конденсатора и резистора, соответственно.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Рабочий диапазон температур, °C
AN8026	SIP-9	–30...+85

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

UVLO — схема защиты от пониженного напряжения питания

Philips Semiconductors

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Philips Semiconductors:

8

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ PHILIPS SEMICONDUCTORS

КОНТРОЛЛЕРЫ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Прибор	Корпус	Максимальное напряжение питания, В	Мягкий запуск	UVLO*	Управление	f_{MAX}, кГц	Выходной ток, А	Вход синхро-низации	Ограни-чение тока	Функциональное назначение
NE5560	DIP-16, SOP-16	18			Напряжение, ток	100	0.04	+	+	Контроллер импульсного источника питания
SE5560	CerDIP-16									
NE5561	DIP-8, SOP-8	24			Ток	100	0.04		+	Контроллер импульсного источника питания
SE5561	CerDIP-8									
NE5562	DIP-20, SOP-20	16	+		Напряжение, ток	600	0.1		+	Контроллер импульсного источника питания
SE5562	CerDIP-20									
NE5568	DIP-8, CerDIP-8	21			Ток	100	0.04		+	Контроллер импульсного источника питания
NE5580	SOP-24	15	+	+	Резонанс	10 МГц	1.0 (peak)		+	Контроллер резонансного источника питания
SG3524D	DIP-16, SOP-16, CerDIP-16	40			Напряжение	300	0.1			Контроллер импульсного источника питания
TDA8380A	DIP-16	14	+	+	Ток	100	2.5/–0.75	+	+	Схема управления импульсным источником питания
TDA8385	DIP-16	14	+	+	Ток	100	2.5/–0.75	+	+	Схема управления импульсным источником питания
TEA1039	HSIP-9	14			Напряжение	100	1.0 (peak)		+	Контроллер импульсного источника питания
UC3842D	DIP-8, SOP-8	30		+	Ток	500	1.0 (peak)		+	Контроллер импульсного источника питания

Примечание:
* UVLO — блокировка при пониженном напряжении питания

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Прибор	Корпус	Максимальное напряжение питания, В	Выходное напряжение, В	Управление	f_{MAX}, кГц	Выход-ной ток, А	Ток потребления в дежурном режиме, мкА	Ограничение тока	Функциональное назначение
TEA1204T	SOP-8	2...6.5	3.3/3.6/5.0	ШИМ/ЧИМ	200	0.12/ 0.16 Ом	10	+	Эффективный DC/DC-преобразователь
TEA1205AT	SOP-8	2...6.5	3.3/5.5	ШИМ/ЧИМ	200	0.12/ 0.16 Ом	10	+	Эффективный DC/DC-преобразователь
TEA1206T	SOP-8	1.8...4.6	Рег.	ШИМ/ЧИМ	600	0.14/ 0.16 Ом	10	+	Эффективный DC/DC-преобразователь с регулиру-емым выходом

ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОННЫХ БАЛЛАСТОВ

Прибор	Корпус	Рабочая температура, °С	Функциональное назначение	Особенности
NE5565	DIP-20	0...+85	Схема управления электронным балластом	♦ Контроллер коэффициента мощности и полумостовой генератор в одном корпусе; ♦ Режим с переменной частотой преобразования; ♦ Программируемый поджиг; ♦ Защита лампы от перенапряжения; ♦ Защита ККМ от перенапряжений при удалении нагрузки

СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ СЕРИИ GreenChip™

Прибор	МОП-транзистор		Выходная мощность, Вт*	Применение	Корпус
	Напряжение сток-исток, В	Сопротивление открытого канала, Ом			
TEA1501	650	40	0.1...3	Дежурные источники питания	DIP-8
TEA1504	Внешний МОПТ		1...200	Блоки питания	DIP-14
TEA1562	600	6	1...12	Блоки питания: для USB	DIP-16
TEA1563	600	4.4	1...24	Блоки питания: видеомагнитофоны, компьютерные ТВ-приставки	SIP-9P
TEA1564	600	2.5	1...60	Блоки питания: видеомагнитофоны, компьютерные ТВ-приставки, мониторы 14"	SIP-9P
TEA1565	600	1.8	1...80	Блоки питания: телевизоры, мониторы 14" и 15"	SIP-9P
TEA1566	600	1.2	1...100	Блоки питания: младшие и средние модели телевизоров, мониторы от 14" до 17"	SIP-9P
TEA1569	600	0.86	1...125	Блоки питания: средние модели телевизоров, мониторы от 15" до 19"	SIP-9P

Примечание:
* Универсальное питание 100...240 В (АС)

Philips Semiconductors

TDA8385

МИКРОСХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ НА АВТОГЕНЕРАТОРЕ

ОСОБЕННОСТИ

- Мягкий запуск
- Защита от повышенного напряжения
- Дежурный режим с гистерезисом
- Упревляемый коэффициент усиления усилителя ошибки
- Звщита от обрыва и короткого замыкания в цепи обратной связи
- Защита от перегрузки по току с участком обратного наклона нагрузочной характеристики
- Оптронная развязка в цепи упревления
- Защита от резмагничивания
- Вход прямой связи (feed-forwвrd)
- Выход индикации стабилизации
- Точная установка пикового тока
- Программируемое минимвльное время открытого ключа

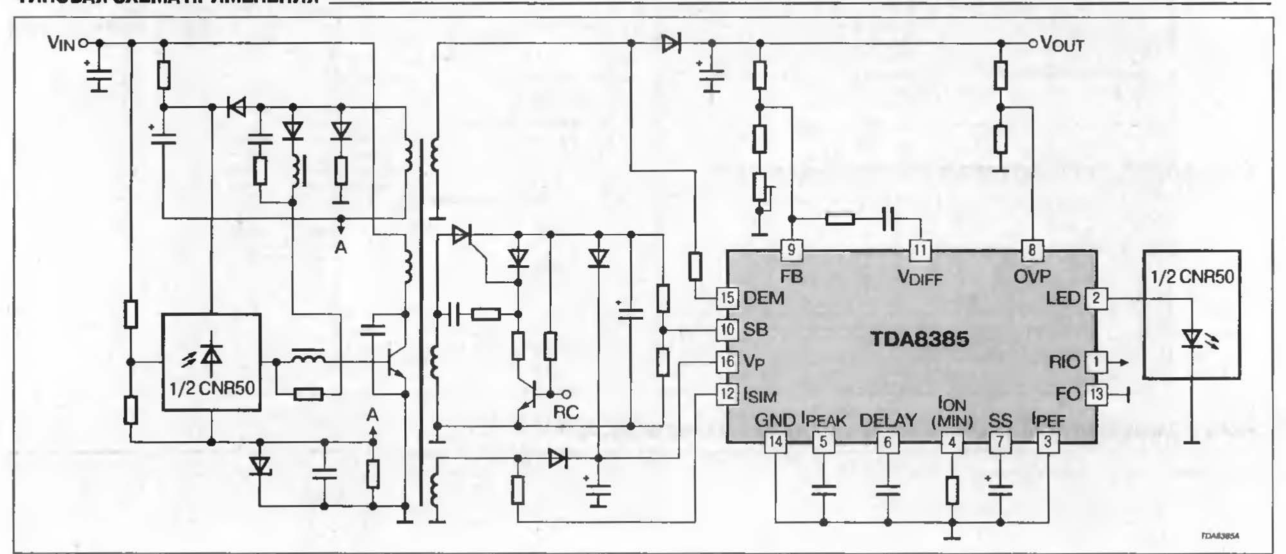
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TDA8385 предназначена для использования совместно с оптопарой (CNR50) в качестве элемента управления преобразователем напряжения.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Рабочий диапазон температур, °С
TDA8385	DIP-16	−25...+70

ТИПОВАЯ СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ



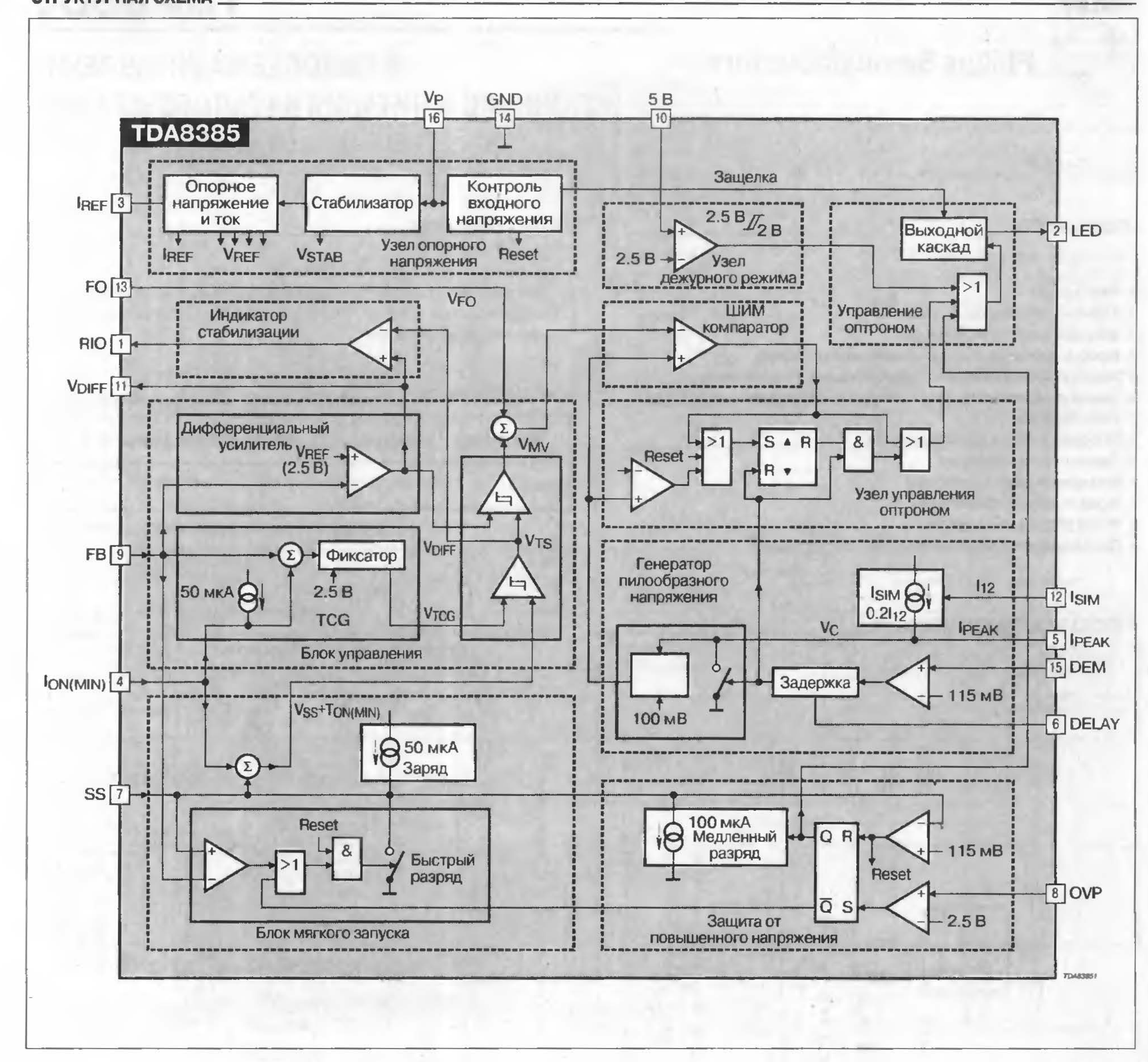
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-16 (SOT38WBE)

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вывод индикатора стабилизации	RIO	1	16	Vp	Напряжение питания
Выход управления оптроном	LED	2	15	DEM	Контроль магнитного состояния сердечника
Установка опорного тока	I_{REF}	3	14	GND	Земля
Вход установки мин. времени открытого ключа	T_{ON}(min)	4	13	FF	Вход прямой связи
Вход установки пикового тока	I_{PEAK}	5	12	I_{SIM}	Вход контроля тока
Установка задержки	DELAY	6	11	V_{DIFF}	Выход дифференциального усилителя
Вход мягкого запуска	SS	7	10	SB	Вход включения дежурного режима
Защита от превышения напряжения	OVP	8	9	FB	Вход напряжения обратной связи

8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



Philips Semiconductors

TEA1204

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

ОСОБЕННОСТИ

- Полностью интегрированный преобразователь
- Преобразование с повышением и понижением напряжения, в обоих случаях с двумя различными режимами преобразования
- КПД .... до 96%
- Постоянная выходная мощность до 3.6 Вт, импульсная выходная мощность до 8 Вт при пакетном режиме GSM (1:8)
- Низкое потребления тока в дежурном режиме
- Пакетный (прерывистый) режим работы обеспечивает широкий диапазон нагрузок
- Точный контроль тока обеспечивает совместимость с литиевыми батареями
- Рабочий цикл до 100% в режиме понижения напряжения
- Дежурный режим

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Рабочий диапазон температур, °С
TEA1204T	SOP-8 (SOT96-1)	–40...+80

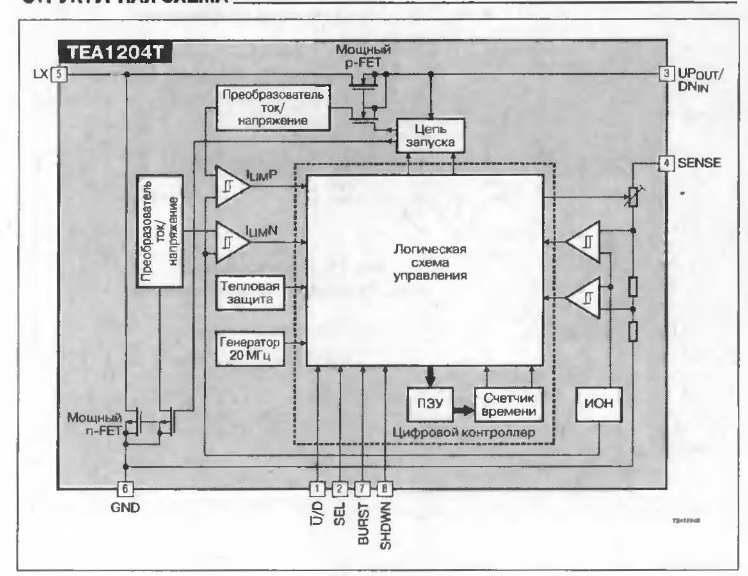
ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- Сотовые и беспроводные телефонные аппареты
- Портативные компьютеры
- Телевизионные камеры

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TEA1204 предназначена для использования в качестве преобразователя для получения напряжений 3.3, 3.6 или 5.0 В при питании от 2-х, 3-х или 4-х NiCd элементов или литиевой батареи. Высокий КПД, компактность и отличные динамические характеристики достигнуты благодаря использованию новейшего ЧШИМ-контроллера с цифровым управлением, встроенных МОП-транзисторов с мвлым сопротивлением канала и мвлыми паразитными емкостями и синхронного детектирования.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



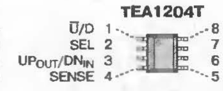
ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис.1. Повышающий преобразователь напряжения

Рис.2. Понижающий преобразователь напряжения

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-8



Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Выбор режима преобразования	U/D	1	8	SHDWN	Включение дежурного режима
Вывод выбора выходного напряжения	SEL	2	7	BURST	Вход включения пакетного режима
Выход в повышающем режиме/Вход в понижающем режиме	UP_{OUT}/DN_{IN}	3	6	GND	Земля
Вход контроля выходного напряжения	SENSE	4	5	LX	Вывод для подключения дросселя

8

Philips Semiconductors

TEA1206

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

ОСОБЕННОСТИ

- Полностью интегрированная схема преобразователя
- Преобразование с повышением и понижением нвпряжения
- Минимальное напряжение запуска .... 1.8 В
- Регулируемое выходное напряжение
- Высокий КПД в широком диапазоне сопротивлений нагрузки
- Рабочая частота .... 600 кГц
- Малый ток собственного потребления
- Возможность синхронизации от внешнего генератора частотой от 9 до 20 МГц
- Точное ограничение по току обеспечивает совместимость с литиевыми батараями
- Рабочий цикл до 100% в ражиме понижения напряжения
- Защита от пониженного входного напряжения
- Дежурный режим

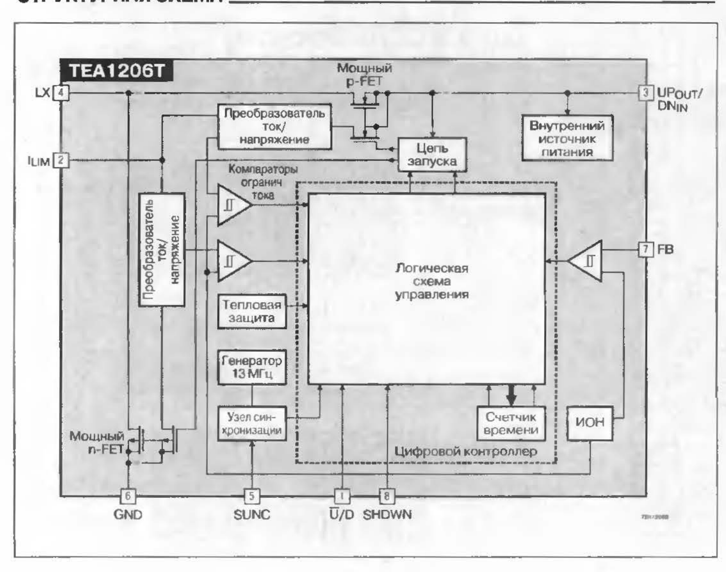
ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- Сотовые и беспроводные телефоны
- Портативные компьютеры и телевизионные камеры

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TEA1206 представляет собой полностью интегрированный DC/DC-преобразователь. Высокий КПД, компактность и широкий диапазон выходных токов достигнут благодаря использованию новейшего ЧШИМ-контроллера с цифровым управлением, встроенных МОП-транзисторов с малым сопротивлением канала и полностью синхронизированному выпрямлению. Рабочая частота 590 кГц позволяет использовать миниатюрные внешние элементы.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис.1. Повышающий преобразователь напряжения

Рис.2. Понижающий преобразователь напряжения

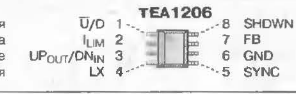
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Рабочий диапазон температур, °С
TEA1206T	SOP-8 (SOT96-1)	–40...+80

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-8

Выбор режима преобразования
Вывод подключения токоограничивающего резистора
Выход в повышающем режиме/вход в понижающем режиме
Вывод подключения дросселя



Включение дежурного режима
Вход обратной связи
Земля
Вход внешней синхронизации

Philips Semiconductors

TEA1504

СХЕМА СЕРИИ GreenChip™ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Высокий уровень интеграции
- Встроенная схема запуска, ускоряющая включение
- Функция ВКЛ/ВЫКЛ, позволяющая исключить сетевой выключатель
- Возможность работы от сети в диапазоне напряжений .... 90...276 В
- Встроенный генератор с погрешностью частоты 5%
- Низкое потребление энергии в режиме ВЫКЛ. .... менее 100 мВт
- Пакетный (прерывистый) режим работы при мощности в нагрузке менее 2 Вт
- Снижение рабочей частоты в режиме малой потребляемой мощности
- Защита от размагничивания (насыщания сердечников)
- Поцикловое ограничение тока с программируемым уровнем ограничения
- Точная защита от повышенного напряжения
- Температурная защита
- Режим повторного запуска с пониженной мощностью в условиях токовых перегрузок
- Применение в повышающих и обратноходовых преобразователях

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы семейства GreenChip™ сочетают в одном корпусе аналоговую и цифровую части для полнофункционального управления сетевыми импульсными источниками питания с входным напряжением от 90 до 276 В. В состав ИС TEA1504 входят высоковольтная цепь запуска, ШИМ-контроллер, работающий в режиме управления по напряжению, подстраиваемый с погрешностью 5% генератор, источник опорного напряжения, защита от возможных аномальных режимов, маскирование переднего фронта импульса тока. Высокий уровень интеграции обеспечивает хорошие массогабаритные показатели, надежность и простоту конструкции, высокий КПД.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Темпервтура кристалла, °С
TEA1504	DIP-14 (SOT27-1)	-10...+140

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Выводы 2, 3, 10 и 12 не используются

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-14

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вход напряжения запуска	V_{IN}	1	14	OOB	ВКЛ/ВЫКЛ/Пакетный режим
Не используется	n.c.	2	13	DEM	Контроль магнитного состояния сердечника
Не используется	n.c.	3	12	n.c.	Не используется
Выход подключения затвора ключевого транзистора	OUT	4	11	GND	Земля
Подключение токоизмерительного резистора	I_{SENSE}	5	10	n.c.	Не используется
Вход напряжения питания	V_{AUX}	6	9	V_{CTRL}	Вход управления рабочим циклом
Вывод питания выходного каскада	DS	7	8	I_{REF}	Подключение разистора установки опорных токов

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

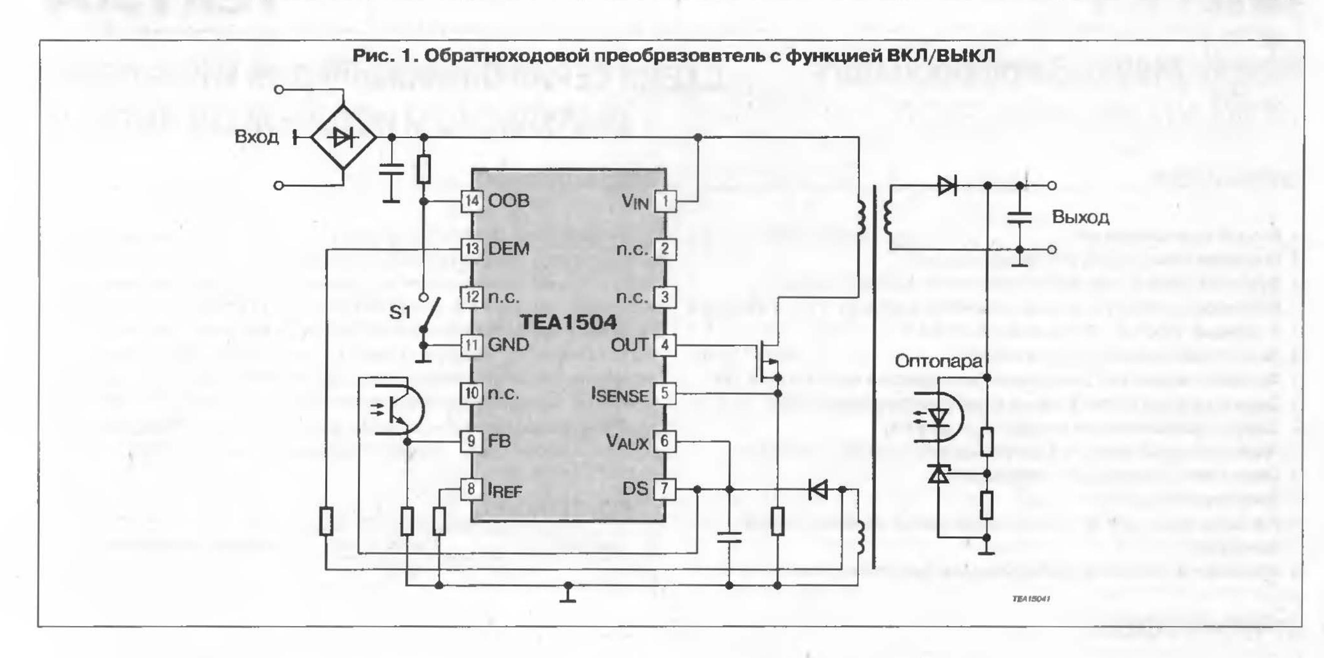
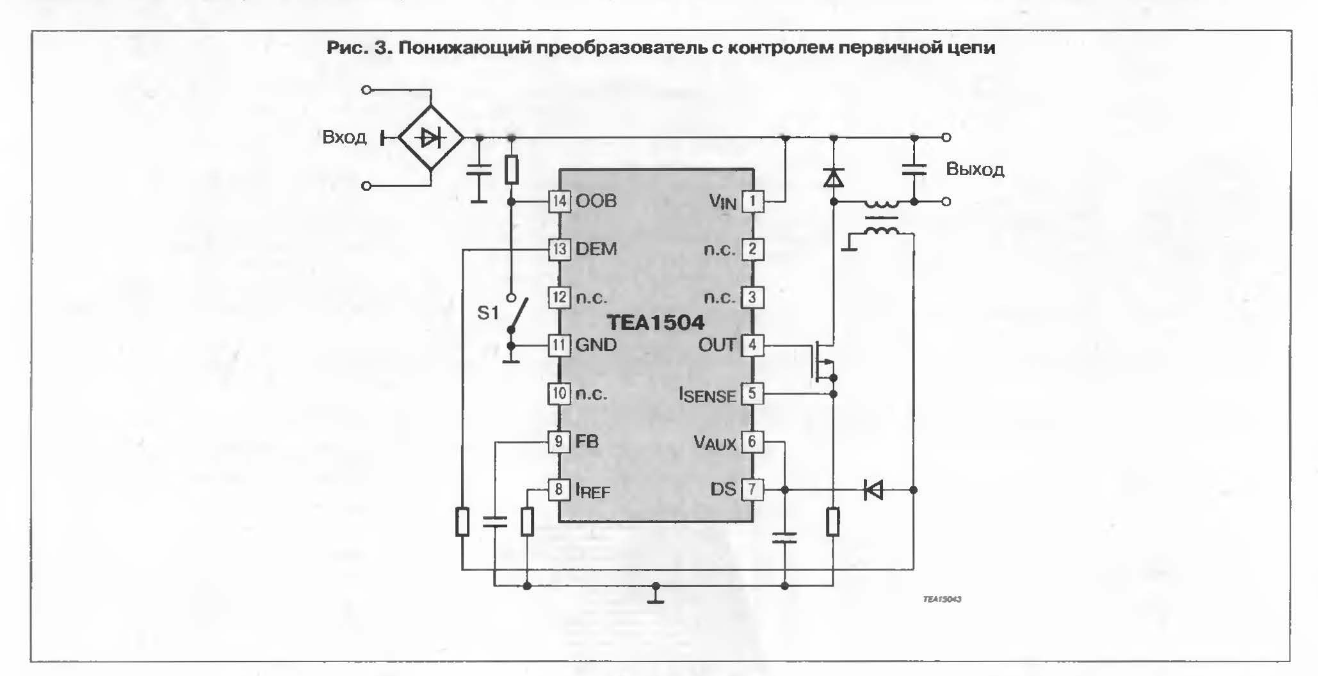


Рис. 1. Обратноходовой преобрвзоввтель с функцией ВКЛ/ВЫКЛ

Рис. 2. Обрвтноходовой преобрвзоввтель с пакетным режимом рвботы и функцией ВКЛ/ВЫКЛ

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Рис. 3. Понижающий преобразователь с контролем первичной цепи



Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Power Integrations:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ POWER INTEGRATIONS

СЕМЕЙСТВО ТРЕХВЫВОДНЫХ ШИМ-КОНТРОЛЛЕРОВ С СИЛОВЫМ КЛЮЧОМ TOPSwitch

Прибор	Выходная мощность, Вт						Контроль	Опорное напряжение, В	Рабочая частота, кГц	Температурный диапазон, °С	Корпус	Описание
	Обратноходовой преобразователь				ККМ/повышающий преобрвзователь							
	100/110 В (AC)	230 В (AC) или 110 В (AC) с удвоением	48 В (DC)	85...265 В (AC)	110/110 В (AC)	230/277 В (AC)						
TOP100I	0...20	—	0...6.8	—	0...30	—	Напряжение	5.8	100	-40...+125	TO-220-3	• Трёхвыводной ШИМ-ключ с питанием от сети переменного тока • Встроенная схема запуска, защита от перегрузки по току и от перегрева • Рабочий цикл до 70% • Встроенный MOSFET до 350 В • Требуется только одна внешняя емкость • Автоматический перезапуск • Поцикловое ограничение тока • Применяется в повышающих, понижающих, прямоходовых и обратноходовых преобразователях
TOP101I	15...35	—	6...12	—	25...50	—	Напряжение	5.8	100	-40...+125	TO-220-3	
TOP102I	20...45	—	8.5...17	—	35...70	—	Напряжение	5.8	100	-40...+125	TO-220-3	
TOP103I	25...55	—	11...22	—	45...90	—	Напряжение	5.8	100	-40...+125	TO-220-3	
TOP104I	30...60	—	12...25	—	55...110	—	Напряжение	5.8	100	-40...+125	TO-220-3	
TOP200I	—	0...25	—	0...12	—	0...25	Напряжение	5.8	100	-40...+125	TO-220-3	• Трёхвыводной ШИМ-ключ с питанием от сети переменного тока • Встроенная схема запуска, защита от перегрузки по току и от перегрева • КПД до 90% • Рабочий цикл до 70% • Встроенный MOSFET до 700 В • Требуется только одна внешняя емкость • Автоматический перезапуск • Поцикловое ограничение тока • Применяется в повышающих, понижающих, прямоходовых и обратноходовых преобразователях
TOP201I	—	20...45	—	10...22	—	20...50	Напряжение	5.8	100	-40...+125	TO-220-3	
TOP202I	—	30...60	—	15...30	—	30...75	Напряжение	5.8	100	-40...+125	TO-220-3	
TOP203I	—	40...70	—	20...35	—	50...100	Напряжение	5.8	100	-40...+125	TO-220-3	
TOP214I	—	50...85	—	25...42	—	60...125	Напряжение	5.8	100	-40...+125	TO-220-3	
TOP204I	—	60...100	—	30...50	—	75...150	Напряжение	5.8	100	-40...+125	TO-220-3	
TOP209P/G	—	0...4	—	0...2	—	—	Ток, напряжение	5.8	100	-40...+125	DIP-8, SO-8	• Трёхвыводной ШИМ-ключ с питанием от сети переменного тока • Режим пониженного энергопотребления • КПД до 80% • Встроенная схема запуска, защита от перегрузки по току и от перегрева • Рабочий цикл до 70% • Встроенный MOSFET до 700 В • Требуется только одна внешняя емкость • Автоматический перезапуск • Поцикловое ограничение тока
TOP210P/G	—	0...8	—	0...5	—	—	Ток, напряжение	5.8	100	-40...+125	DIP-8, SO-8	

СЕМЕЙСТВО ШИМ-КОНТРОЛЛЕРОВ SMP

Прибор	Выходная мощность, Вт			Контроль	Опорное напряжение, В	Рабочая частота, кГц	Температурный диапазон, °C	Корпус	Описание
	120/220 В (AC)	85...265 В (AC)	20...72 В (DC)						
SMP211I	10	5	—	Напряжение	1.25	272	-40...+125	DIP-16, SO-20	Стабилизатор напряжения с ШИМ, ребота от 36...500 В (DC), защита от перенапряжения, пониженного напряжения, перегрева
SMP212I	10	5	—	Напряжение	1.25	272	-40...+125	SO-20	То же плюс отключение/перезапуск при перегрузке
SMP220I	20	10	—	Напряжение	1.25	272	-40...+125	SO-20	
SMP402C	—	—	1	Напряжение	1.3	50...500	0...+120	S/SO-16	Понижающий маломощный стабилизатор мощностью 1 Вт, неизолированный DC-выход, регулируемый выход, защита от пониженного напряжения и перегрева, применение в сетях ISDN T1

Примечание: ККМ – контроллер коэффициента мощности

СЕМЕЙСТВО ТРЕХВЫВОДНЫХ ШИМ-КОНТРОЛЛЕРОВ С МОЩНЫМ КЛЮЧОМ TOPSwitch-II

Прибор	Выходная мощность, Вт		Контроль	Опорное напряжение, В	Рабочая частота, кГц	Температурный диапазон, °C	Корпус	Описание
	100/115/230 В (AC) ±15%	85...265 В (AC)						
TOP221Y	12	7	Ток, напряжение	5.7	90...110	-40...+125	TO-220-3	• Трёхвыводной ШИМ-ключ с питанием от сети переменного тока • Встроенная схема запуска • Ограничение тока • Защита от перегрузки по току и от перегрева • КПД – до 90% • Применим в обратноходовых, прямоходовых, повышающих и понижающих преобразователях
TOP221P/G	9	6	Ток, напряжение	5.7	90...110	-40...+125	DIP-8, SO-8	
TOP222Y	25	15	Ток, напряжение	5.7	90...110	-40...+125	TO-220-3	
TOP222P/G	15	10	Ток, напряжение	5.7	90...110	-40...+125	DIP-8, SO-8	
TOP223Y	50	30	Ток, напряжение	5.7	90...110	-40...+125	TO-220-3	
TOP223P/G	25	15	Ток, напряжение	5.7	90...110	-40...+125	DIP-8, SO-8	
TOP224Y	75	45	Ток, напряжение	5.7	90...110	-40...+125	TO-220-3	
TOP224P/G	30	20	Ток, напряжение	5.7	90...110	-40...+125	DIP-8, SO-8	
TOP225Y	100	60	Ток, напряжение	5.7	90...110	-40...+125	TO-220-3	
TOP226Y	125	75	Ток, напряжение	5.7	90...110	-40...+125	TO-220-3	
TOP227Y	150	90	Ток, напряжение	5.7	90...110	-40...+125	TO-220-3	

СЕМЕЙСТВО МАЛОМОЩНЫХ 3-ВЫВОДНЫХ ШИМ-СТАБИЛИЗАТОРОВ ДЛЯ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Прибор	Выходная мощность, Вт			Контроль	Опорное напряжение, В	Рабочая частота, кГц	Температурный диапазон, °C	Корпус
	18 В (DC)	48 В (DC)	90 В (DC)					
TOP412G	3	9	18	Ток, напряжение	5.7	108...132	-40...+125	SOP-8
TOP414G	4	12	21	Ток, напряжение	5.7	108...132	-40...+125	SOP-8

СЕМЕЙСТВО МАЛОМОЩНЫХ ШИМ-СТАБИЛИЗАТОРОВ TinySwitch

Прибор	Выходная мощность, Вт		Контроль	Опорное напряжение, В	Рабочая частота, кГц	Температурный диапазон, °C	Корпус	Описание
	115/230 В(AC) с удвоением	85...265 В (AC)						
TNY253P/G	5	2.5	Ток	5.8	40...48	-40...+125	DIP-8, SO-8	• Простое управление Вкл/Откл • Потребление 30/60 мВт при питании 11/230 В без нагрузки • Отвечает энергосберегающим стандартам: Blue Angel, Energy Star, Energy 2000 и Европейскому стандарту для сотовой связи • Идеальное решение для ПК, ТВ, видеотехники, беспроводной и сотовой связи
TNY254P/G	8	5	Ток	5.8	40...48	-40...+125	DIP-8, SO-8	
TNY255P/G	10	7.5	Ток	5.8	115...140	-40...+125	DIP-8, SO-8	

СЕМЕЙСТВО МОЩНЫХ ДРАЙВЕРОВ INT

Прибор	Функциональное назначение	Напряжение питания, В	Выходной ток, мА	Напряжение изоляции, В	Температурный диапазон, °C	Суффикс/корпус	Описание
INT100	Полумостовой драйвер	10...16	-150...+300	800	-40...+85	S/SO-16	Схема управления ключами верхнего и нижнего плеча с запретом одновременного включения, защита от пониженного напряжения
INT200I1	Драйвер нижнего плеча (LSD)	10...16	-150...+300	600	-40...+85	PF/DIP-8, TF/SO-8	Схема управления ключом нижнего плеча и драйвером верхнего плеча, запрет одновременного включения, защита от пониженного напряжения
INT200I2	Драйвер нижнего плеча (LSD)	10...16	-150...+300	800	-40...+85	PF/DIP-8, TF/SO-8	
INT201I	Драйвер верхнего плеча (HSD)	10...16	-150...+300	—	-40...+85	PF/DIP-8, TF/SO-8	Схема управления ключом верхнего плеча, плавающие вход/выход, прямое подключение к выводам HSD драйверов INT200 или INT202
INT202I1	Драйвер нижнего плеча (LSD)	10...16	-150...+300	600	-40...+85	PF/DIP-8, TF/SO-8	Схема управления ключом нижнего плеча и драйвером верхнего плеча, защита от пониженного напряжения
INT202I2	Драйвер нижнего плеча (LSD)	10...16	-150...+300	800	-40...+85	PF/DIP-8, TF/SO-8	

ПОНИЖАЮЩИЙ СТАБИЛИЗАТОР С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 1 ВТ

ОСОБЕННОСТИ

- **Входное напряжение .... 20...72 В**
- **Неизолированный выход постоянного напряжения**

ВНУТРЕННИЙ МОЩНЫЙ КЛЮЧ И КМОП СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ:

- **Выходная мощность не менее 1 Вт при постоянном напряжении на входе 48 В**
- **Регулируемое выходное напряжение**
- **Минимальные габаритные размеры**

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ВЫХОДНОЙ МОП-ТРАНЗИСТОР С НИЗКОЙ ЕМКОСТЬЮ:

- **Предназначен для применения в абонентских линиях ISDN T1**
- **Низкая емкость позволяет работать на высоких частотах**

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ПОНИЖАЮЩИЙ СТАБИЛИЗАТОР:

- **При запуске для питания SMP402 используется внутренний предварительный стабилизатор**
- **Малое потребление электроэнергии**
- **Минимальный набор необходимых навесных элементов**

ВНУТРЕННИЕ СХЕМЫ ЗАЩИТЫ:

- **Блокировка при пониженном напряжении**
- **Защита от перегрева**
- **Определение полярности и уровня входного напряжения**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема SMP402 предназначена для питания неизолированных абонентских линий ISDN. В ее состав входят: высоковольтный мощный МОП-транзистор и схема управления импульсным стабилизатором. Для получения недорогой схемы источника питания, соответствующего жестким требованиям цифровых абонентских сетей, необходимо малое количество навесных элементов. Высокая рабочая частота позволяет уменьшить габариты источника питания.

Выходной мощный *p*-канальный МОП-транзистор обладает малым значением R_{DS}(ON) и емкости, работает на высоком напряжении. Малое значение емкости приводит к уменьшению мощности, выделяемой на затворе выходного транзистора, а также позволяет повысить рабочую частоту.

Схема управления, входящая в состав SMP402, включает в себя все необходимые элементы для мощного источника питания: предварительный стабилизатор для запуска, генератор, "bandgap" источник опорного напряжения, усилитель ошибки, схему управления выходным транзистором и схему сдвига уровня. SMP402 также выполняет функции блокировки при пониженном напряжении, защиты от перегрева, определения уровня и полярности входного напряжения.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
SMP402SC	SOP-16	0...+120

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-16

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Высоковольтный вход	V_{IN}	1	16	OUT	Сток выходного МОП-транзистора
Сдвиг уровня	V_{LS}	2	15	POLARITY	Аварийный выход
Вход разрешения	ENABLE	3	14	LEVEL	Индикация уровня входного напряжения
Цифровая земля	DGND	4	13	V_S	Выход внутреннего источника питания
Аналоговая земля	AGND	5	12	EA IN	Инвертирующий вход усилителя ошибки
Контроль входного напряжения	SENSE+	6	11	EA OUT	Выход усилителя ошибки
Контроль входного напряжения	SENSE–	7	10	V_{BIAS}	Смещение
Управление токами смещения	R_{EXT}	8	9	C_{EXT}	Управление частотой генератора

SMPS402

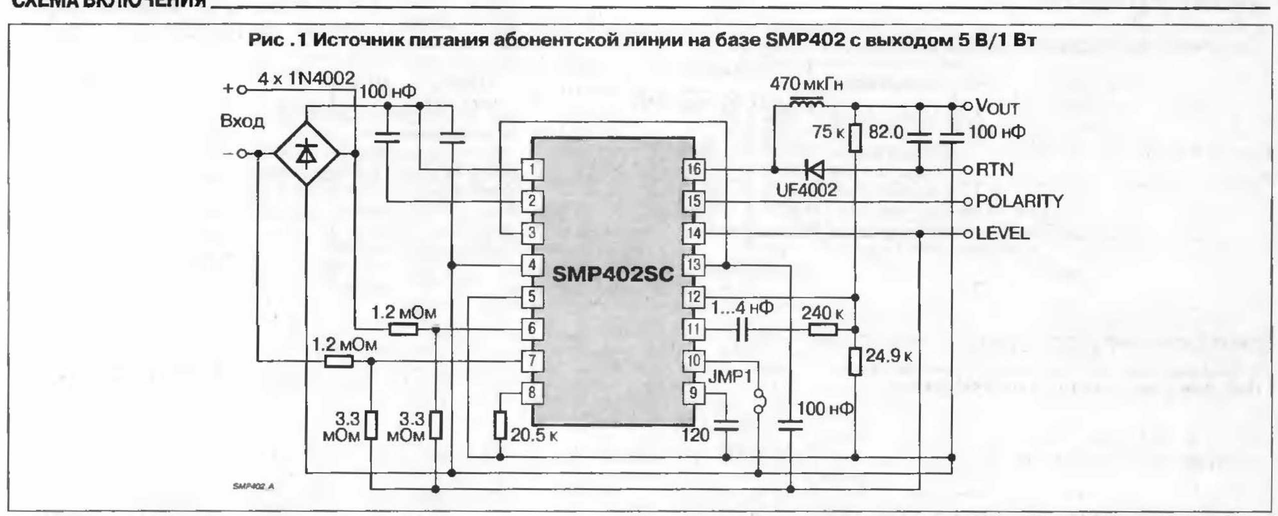
8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

SMP402
VIN 1
VLS 2
ENABLE 3
VBIAS 10
VS 13
AGND 5
REXT 8
DGND 4
CEXT 9
EA OUT 11
EA IN 12
SENSE+ 6
SENSE– 7
16 OUT
14 LEVEL
15 POLARITY
Высоковольтный стабилизатор
Блокировка при пониженном напряжении
Схема сдвига уровня
ИОН
Защита от перегрева
Генератор
S Q
R
ШИМ компаратор
Усилитель ошибки
4 В
VS
23 мкА
5 мкА
SMP402_B

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис .1 Источник питания абонентской линии на базе SMP402 с выходом 5 В/1 Вт



TNY253/54/55

МАЛОМОЩНЫЕ СЕТЕВЫЕ ШИМ-СТАБИЛИЗАТОРЫ СЕМЕЙСТВА TinySwitch™

ОСОБЕННОСТИ

- Низкая стоимость, минимальное количество элементов, повышенная надёжность
- Более выгодное решение по сравнению с линейными источниками
- КПД в режиме обратноходового преобразователя ....до 90%
- Простое управление типа ВКЛ/ВЫКЛ, отсутсвие компонентов для компенсвции петли обрвтной связи
- Отсутствие дополнительной обмотки трансформатора
- Допускает использование простого RC-фильтра ЭМИ
- Потребляет только 30/60 мВт при напряжении сети 115/230 В (AC) в отсутствие нагрузки
- Удовлетворяет стандартам Blue Angel, Energy Star, Energy 2000 и европейским требованиям к сотовой телефонии – 200 мВт в дежурном режиме
- Идеальное решение для зарядных устройств сотовых телефонов, дежурных блоков питания персональных компьютеров, телевизоров и другой техники
- Высокое входное напряжение
- Очень широкая полоса пропускания петли обратной связи обеспечивает отличную переходную характеристику и быстрое включение практически без выбросов напряжения
- Работа с ограничением тока подавляет пульсации сетевого напряженив
- Отсутствие выбросов на выходе при пропадании входного напряжения
- Встроенные схемы ограничения тока и защиты от перегрева
- Может работать с оптопарой в цепи обратной связи или от дополнительной обмотки трвнсформатора

ПРИМЕНЕНИЕ

- Идеальное решение для зарядных устройста сотовых телефонов, дежурных блоков питания персональных компьютеров, телефизоров и другой техники

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Семейство TinySwitch использует передовую конструкцию для получения дешевого высокоэффективного сетевого стабилизатора напряжения с выходной мощностью от 0 до 10 Вт. Эти приборы содержат все элементы, необходимые для построения ключевого стабилизатора, — ключевой *n*-канальный МОП-транзистор с напряжением до 700 В, генератор, высоковольтный импульсный источник тока, схемы ограничения тока и блокировки при перегреве. Приборы запускаются и работают, получая питание с вывода DRAIN, что позволяет обойтись без дополнительной обмотки трансформатора. При этом потребляемая мощность в отсутствие нагрузки составляет всего 80 мВт при питании от сети переменного тока напряжением 265 В. Простая схема управления типа ВКЛ/ВЫКЛ исключает необходимость частотной компенсации петли обратной связи.

Микросхемы TNY253 и TNY254 работают на частоте 44 кГц, что позволяет минимизировать электромагнитные излучения и использовать простую демпфирующую цель для ограничения выбросов напряжения на выводе DRAIN. В тоже время для мощностей до 5 Вт может применяться недорогой сердечник EE16. ИС TNY253 и TNY254 идентичны, но TNY253 имеет меньший рабочий ток и может использоваться при выходной мощности до 2.5 Вт. TNY255 работает на частоте 130 кГц, развивает выходную мощность до 10 Вт на том же сердечнике EE16 и может использоваться в дежурном блоке питания персональных компьютеров. В применениях с выходной мощностью до 2.5 Вт могут использоваться сердечники EE13 или EF13. Отсутствие обмотки смещения позволяет исключить слои/зоны безопасности при намотке в большинстве применений, когда вторичная обмотка намотана проводом с тройной изоляцией. Это упрощает конструкцию трансформатора и уменьшает его стоимость.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выходная мощность, Вт		Рабочав частота, кГц	Рабочий диапазон температур, °C	Корпус
	230 В (AC)	85...265 В (AC)			
TNY253P	5	2.5	40...48	–40...+125	DIP-8
TNY253G	5	2.5	40...48	–40...+125	SMD-8
TNY254P	8	5	40...48	–40...+125	DIP-8
TNY254G	8	5	40...48	–40...+125	SMD-8
TNY255P	10	7.5	115...140	–40...+125	DIP-8
TNY255G	10	7.5	115...140	–40...+125	SMD-8

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8 (P08A)

Пластмассовый корпус типа SMD-8 (G08A)

TNY253/4/5

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Шунтирующий конденсатор опорного напряжения	BYPASS	1	8	SOURCE	Исток ключевого транзистора
Исток ключевого транзистора	SOURCE	2	7	SOURCE	Исток ключевого транзистора
Исток ключевого транзистора	SOURCE	3	6	SOURCE	Исток ключевого транзистора
Разрешение/Блокирование работы	ENABLE	4	5	DRAIN	Сток

Вывод	№	№	Вывод
BYPASS	1	8	SOURCE
SOURCE	2	7	SOURCE
SOURCE	3	6	SOURCE
ENABLE	4	5	DRAIN

8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

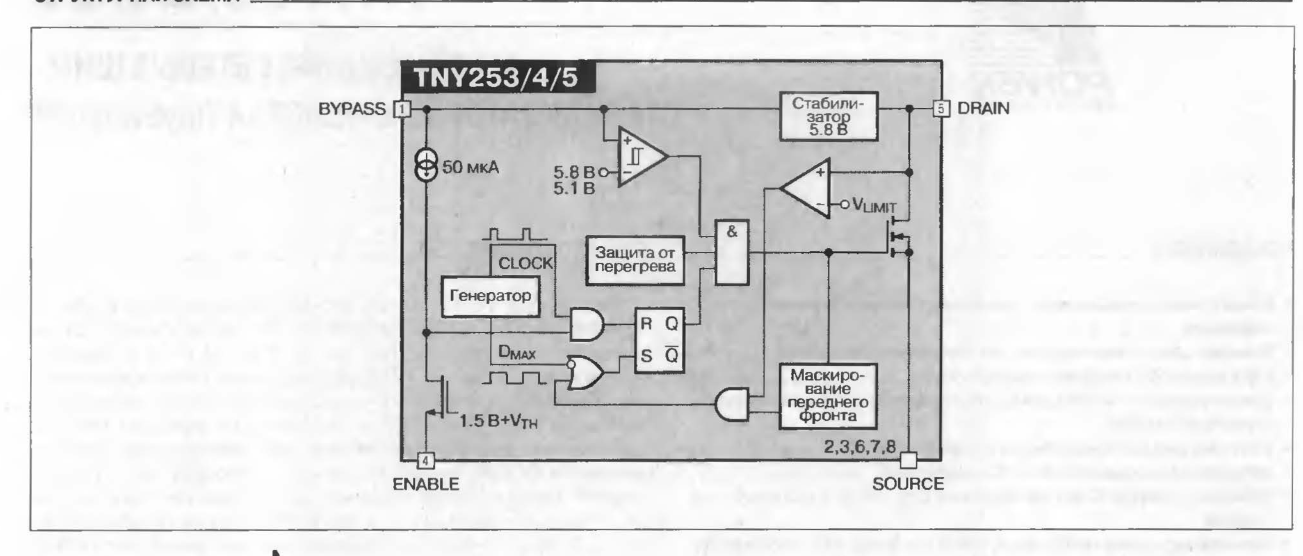
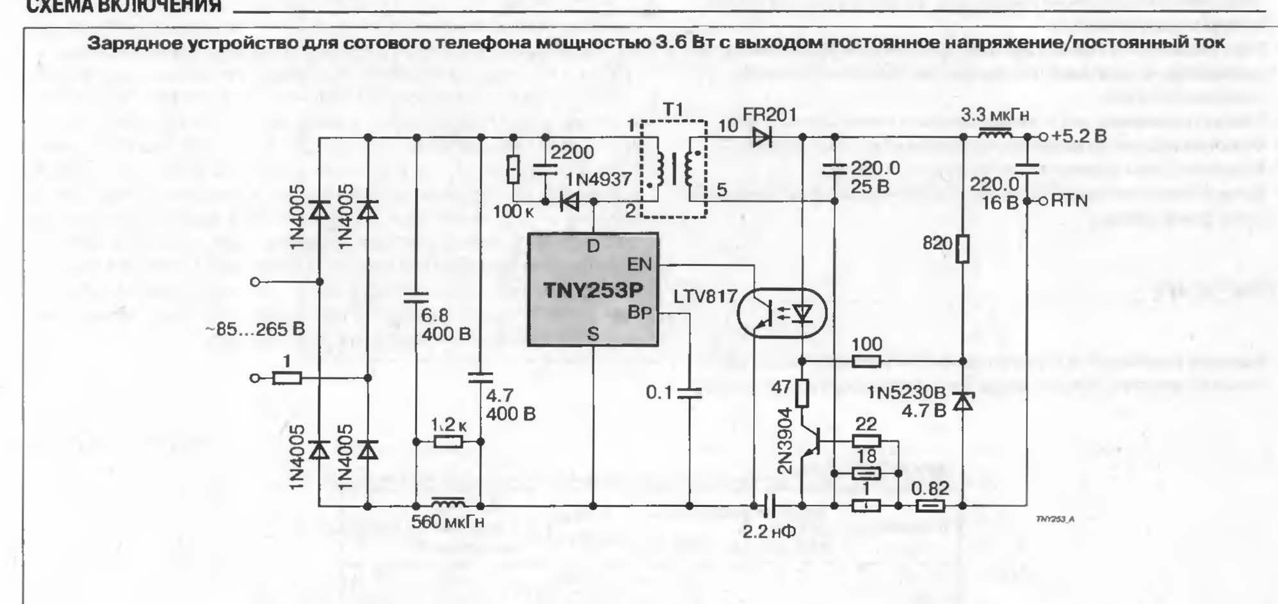


СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Зарядное устройство для сотового телефона мощностью 3.6 Вт с выходом постоянное напряжение/постоянный ток



TOP201-4/TOP209/10/TOP221-7

ТРЁХВЫВОДНЫЕ СЕТЕВЫЕ ШИМ-СТАБИЛИЗАТОРЫ СЕМЕЙСТВА TOPSwitch

ОСОБЕННОСТИ

- Низкая стоимость, минимальное количество элементов, повышенная надёжность
- Более выгодное решение по сравнению с линейными источниками при мощности свыше 5 Вт
- КПД в режиме обратноходового преобразователя .... до 90%
- Встроенная схема запуска и ограничения тока уменьшает потери на постоянном токе (DC)
- МОП-транзистор с низкой ёмкостью и напряжением до 700 В уменьшает потери на переменном токе (AC)
- Схема управления затвором потребляет 6 мВт
- Минимальные потери проводимости благодаря рабочему циклу 70%
- Необходима только одна ёмкость для компенсации, ВЧ-фильтрации и запуска/автоперезапуска
- Автоматический перезапуск и поцикловое ограничение тока обеспечивают защиту в первичной и вторичной цепи
- Схема блокировки при перегреве защищает всю систему от перегрузки
- Применим в прямоходовых, обратноходовых, повышающих и понижающих преобразователях
- Работает с обратной связью от первичной цепи или на оптопаре
- Стабилен в режиме непрерывного и прерывистого тока нагрузки
- Сток соединён с корпусом для снижения ЭМИ
- Простота использования и поддержка многими макетными платами (reference design boards) позволяют сократить время разработки

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы семейства TOPSwitch, имея всего три вывода, содержат все необходимые для ключевого стабилизатора элементы: мощный *n*-канальный МОП-транзистор со схемой управления включением затвора, ШИМ-контроллер с управлением по напряжению и встроенным генератором 100 кГц, высоковольтную цепь запуска, "bandgap" источник опорного напряжения (ИОН), параллельный стабилизатор/усилитель ошибки для отработки сигнала ОС и схемы защиты. По сравнению с дискретным МОП-транзистором и ШИМ-контроллером или импульсным преобразователем на автогенераторе, схемы на приборах семейства TOPSwitch имеют меньшую стоимость, меньшее количество элементов, меньшие размер и вес при тех же КПД и надёжности.

Данные микросхемы могут применяться в качестве сетевых источников питания мощностью от 0 до 150 Вт или в качестве корректоров коэффициента мощности (ККМ).

Семейство микросхем второго поколения TOPSwitch-II отличается лучшим соотношением цена/качество и имеет ряд улучшений по сравнению с семейством первого поколения TOPSwitch. В семействе TOPSwitch-II мощность увеличена со 100 до 150 Вт для входа 100/115/230 В(AC) и с 50 до 90 Вт для универсального входа 85...265 В(AC). Это открывает перед технологией TOPSwitch новые возможности применения в ТВ, мониторах, аудио усилителях и т.д. Стандартный корпус DIP-8 снижает стоимость в маломощных, высокоэффективных разработках. Тепло в данном корпусе отводится от кристалла через рамку и шесть выводов прямо на печатную плату, что снижает затраты на радиатор.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	P_{MAX}, Вт			Корпус
	Обратноходовой		ККМ/повышающий	
	110/230 В(AC)	85...265 В(AC)	230/277 В(AC)	
TOPSWITCH				
TOP200YAI	0...25	0...12	0...25	TO-220
TOP201YAI	20...45	10...22	20...50	TO-220
TOP202YAI	30...60	15...30	30...75	TO-220
TOP203YAI	40...70	20...35	50...100	TO-220
TOP214YAI	50...85	25...42	60...125	TO-220
TOP204YAI	60...100	30...50	75...150	TO-220
TOP209P	0...4	0...2	–	DIP-8
TOP209G	0...4	0...2	–	SMD-8
TOP210PFI	0...8	0...5	–	DIP-8
TOP210G	0...8	0...5	–	SMD-8
TOPSWITCH II				
TOP221Y	12	7	–	TO-220-3
TOP221P	9	6	–	DIP-8
TOP221G	9	6	–	SMD-8
TOP222Y	25	15	–	TO-220-3
TOP222P	15	10	–	DIP-8
TOP222G	15	10	–	SMD-8
TOP223Y	50	30	–	TO-220-3
TOP223P	25	15	–	DIP-8
TOP223G	25	15	–	SMD-8
TOP224Y	75	45	–	TO-220-3
TOP224P	30	20	–	DIP-8
TOP224G	30	20	–	SMD-8
TOP225Y	100	60	–	TO-220-3
TOP226Y	125	75	–	TO-220-3
TOP227Y	150	90	–	TO-220-3

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

8

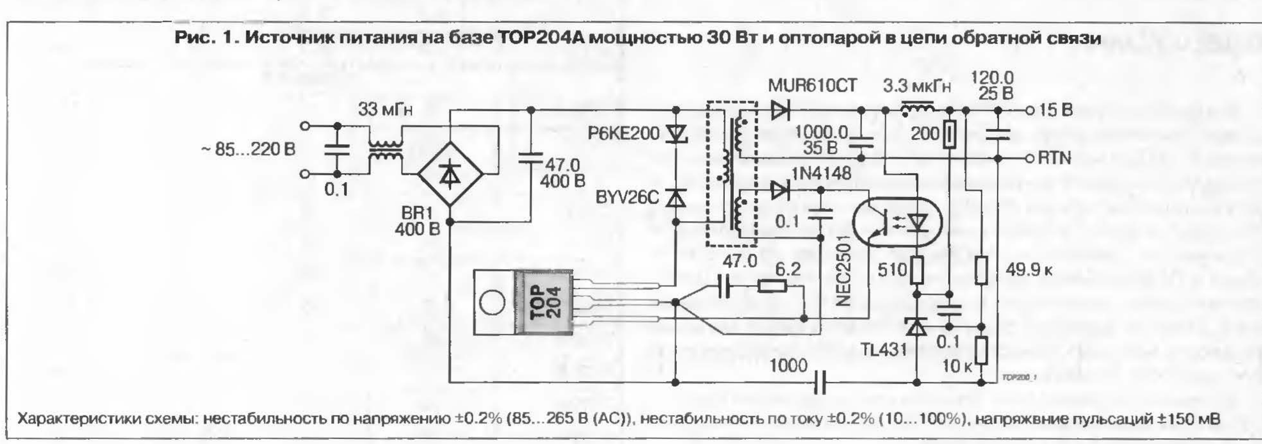
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

TOP2xx
CONTROL 1
V_C
Z_C
5.7 B
4.7 B
Блокировка/ перезапуск
Внутреннее питание
3 DRAIN
Сброс при включении
:8
5.7 B
Параллельный стабилизатор/ усилитель ошибки
Блокировка по внешним условиям
R S Q
I_{FB}
Тепловая защита
V_{LIMIT}
Генератор
D_{MAX}
SYNC
SAW
Схема управления затвором
ШИМ компаратор
R S Q
Маскирование переднего фронта импульса тока
R_E
Мин. время открытого ключа
2 SOURCE
TOP100_B

Нумерация выводов дана для корпуса TO-220-3

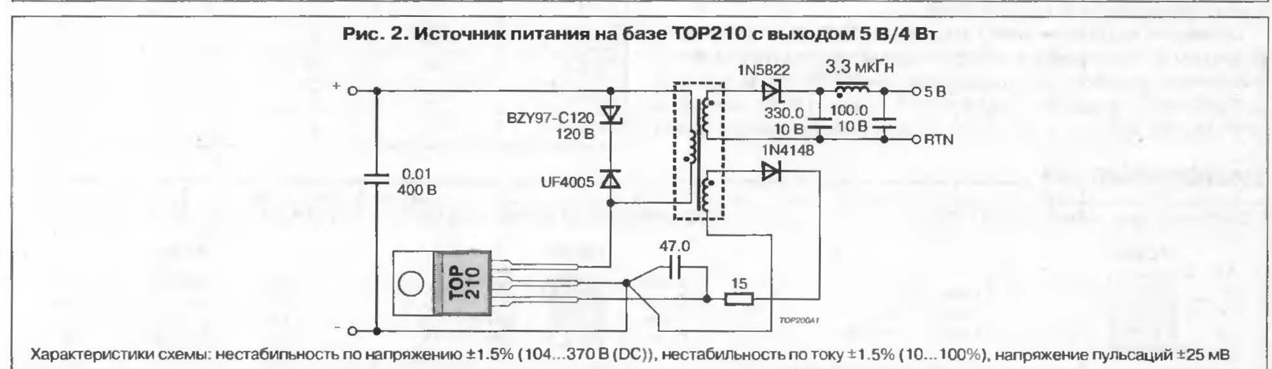
СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Источник питания на базе TOP204A мощностью 30 Вт и оптопарой в цепи обратной связи



Характеристики схемы: нестабильность по напряжению ±0.2% (85...265 В (AC)), нестабильность по току ±0.2% (10...100%), напряжвние пульсаций ±150 мВ

Рис. 2. Источник питания на базе TOP210 с выходом 5 В/4 Вт



Характеристики схемы: нестабильность по напряжению ±1.5% (104...370 В (DC)), нестабильность по току ±1.5% (10...100%), напряжение пульсаций ±25 мВ

TOP412/414

ТРЕХВЫВОДНОЙ ШИМ-КЛЮЧ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Уменьшение цены изделия при повышении надежности
- Минимальные габаритные размеры
- Внутренняя схема запуска и ограничения тока уменьшает потери на постоянном токе
- Малая емкость МОП-транзистора ограничивает потери на переменном токе
- КМОП схема управления потребляет всего 7 мВт электрической мощности
- Максимальное значение рабочего цикла 70% позволяет уменьшить индуктивные потери
- ШИМ-контроллер и МОП-транзистор в одном корпусе SOP-8
- Для компенсации и перезапуска необходим только один внешний конденсатор
- Повторный запуск и ограничение тока в каждом цикле при сбоях в первичной и вторичной цепи
- Защита от перегрева
- Способен работать в повышающих, понижающих обратноходовых и прямоходовых стабилизаторах
- Простота подключения цепи обратной связи
- Работа в импульсном и непрерывном режиме
- Минимальное постоянное входное напряжение 16 В

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Трехвыводная микросхема TOP412/414 содержит все необходимые элементы преобразователя постоянного напряжения: *n*-канальный мощный МОП-транзистор, ШИМ-контроллер с регулированием по напряжению, внутренний генератор 120 кГц, высоковольтную схему запуска, внутренний "bandgap" ИОН, стабилизатор смещения/усилитель ошибки в схеме аварийной защиты и схеме компенсации. По сравнению со схемами на дискретных элементах, применение TOP412/414 позволяет снизить цену, вес и габаритные размеры преобразователя постоянного напряжения. При этом улучшается надежность и КПД. Микросхемы TOP412/414 предназначены для применения в преобразователях постоянного напряжения с выходной мощностью до 21 Вт. Шесть выводов корпуса SOP-8 подключены к истоку выходного МОП-транзистора и используются для отвода тепла от кристалла микросхемы на печатную плату.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Максимальный ток, А	Сопротивление открытого канала, Ом	Корпус	Рабочий диапазон температур кристалла, °С
TOP412G	2.6	2.5	SMD-8	–40...+150
TOP414G	1.7	4.1	SMD-8	–40...+150

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

TOP412/14
CONTROL 1
DRAIN 3
SOURCE 2
VC
ZC
RE
IFB
Внутреннее питание
5.7 В
4.7 В
Блокировка/перезапуск
5.7 В
Параллельный стабилизатор/усилитель ошибки
Сброс при включении
:8
Блокировка по внешним условиям
Тепловая защита
R S Q
VLIMIT
Генератор
DMAX
SYNC
SAW
Схема управления затвором
ШИМ компаратор
Маскирование переднего фронта импульса тока
Мин. время открытого ключа

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус SMD-8

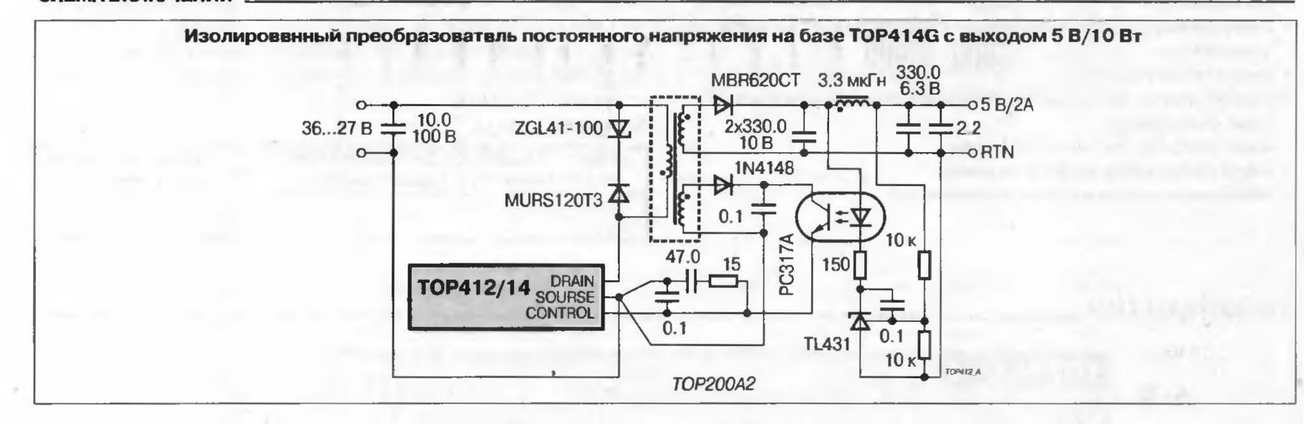
	Source	1	8	Source
Исток, силовой выход	Source	2	7	Source Исток, силовой выход
	Source	3	6	Source
Управление	Control	4	5	Drain Сток

TOP412

НАЗНАЧЕНИЕ ВЫВОДОВ

Вывод	Обозначение	Описание
1, 2, 3	SOURCE	Исток выходного МОП-транзистора. Общий вывод первичной цепи и ИОН
4	CONTROL	Вход усилителя ошибки и вход тока обратной связи при управлении величиной рабочего цикла. Внутренний шунтирующий стабилизатор служит источником тока смещения в рабочем режиме. Вход триггера выключения, используется также для подключения конденсатора по питанию и коррекции/перезапуска
5	DRAIN	Сток выходного МОП-транзистора. При запуске через него протекает ток смещения внутреннего импульсного высоковольтного источника тока. Этот вывод служит для измерения втекающего тока
6, 7, 8	SOURCE (HV RTN)	Исток выходного МОП-транзистора, точка подключения отрицательного полюса входного напряжения

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



RICOH

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ RICOH CORPORATION

ИНДУКТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Ключ	Выходной ток, мА	Тип преобразователя	Частота, кГц	Особенности	Корпус
RH5RHxx1A	12	2.7...7.5	*n*-OC	250	ШИМ	50	Ток покоя 15 мкА	SOT-89
RH5RHxx2B	12	2.7...7.5	Внешний	±50	ШИМ	50/100	Ток покоя 15 мкА	SOT-89
RH5RHxx3B	12	2.7...7.5	*n*-OC/внешний	250/50	ШИМ	100	Ток покоя 15 мкА	SOT-89-5
RH5RIxx1B	12	2.7...7.5	*n*-OC	250	ЧИМ	100	Ток покоя 15 мкА	SOT-89
RH5RIxx2B	12	2.7...7.5	Внешний	±50	ЧИМ	100	Ток покоя 15 мкА	SOT-89
RH5RIxx3B	12	2.7...7.5	*n*-OC/внешний	250/50	ЧИМ	100	Ток покоя 15 мкА	SOT-89-5
RN5RKxx1A	9	2.0...5.5	*n*-OC	500	ЧИМ	100	Ток покоя 0.5 мкА	SOT-23-5
RN5RKxx1B	9	2.0...5.5	*n*-OC	500	ЧИМ	100	Ток покоя 0.5 мкА	SOT-23-5
RN5RKxx2A	9	2.0...5.5	Внешний	±30	ЧИМ	100	Ток покоя 0.5 мкА	SOT-23-5

КОНТРОЛЛЕРЫ ИНДУКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Ключ	Выходной ток, мА	Тип преобразоаателя	Частота, кГц	Особенности	Корпус
RN5RY1xx1	12	2...6	Внешний	±50	ЧИМ	—	Ток потребления 3 мкА	SOT-23-5
RN5RY2xx1	12	2	Внешний	±50	ЧИМ	—	Ток потребления 3 мкА	SOT-23-5
RS5RJxxxxx	12	4.5...6	*n*-OC/внешний	250/50	ЧИМ	—	Ток потребления 30 мкА	SOP-8
RS5RMxxxxx	12	4.5...6	*n*-OC/внешний	250/50	ШИМ	—	Внешний линейный стабилизатор	SOP-8
RV5VH1xx	10	3, -3	2-такт/внешний	400/±50	ЧИМ	130	Преобразователь+ инвертор	SSOP-8
RV5VH2xx	10	3, -3	внешний	±50	ЧИМ	130	Преобразователь+ инвертор	SSOP-8
RV5VH3xx	10		*n*-OC/внешний	±50	ЧИМ	130	Преобразователь+ инвертор	SSOP-8

Примечание:
n-OC — открытый сток *n*-канального МОП-транзистора

RICOH

RH5RHxx1A/2B/3B

ПОВЫШАЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

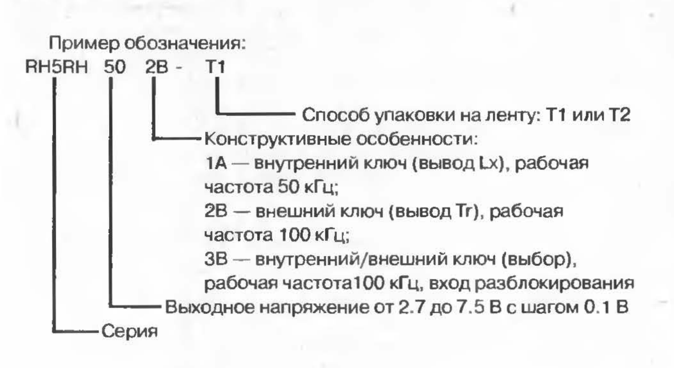
ОСОБЕННОСТИ

- Малое число внешних компонентов
- Низкий потребляемый ток (без нагрузки) .... 15 мкА
- Низкое непряжение запуска (при выходном токе 1 мА) .... 0.9 В
- Выходиой импульсный ток ключв .... 250 мА
- Мвксимальное выходное напряжение .... 12 В
- Точность выходного напряжения .... ±2.5%
- Высокий коэффициент полезного действия 85%
- Низкий темпервтурный дрейф .... $\pm 50 \times 10^{-6}$ 1/°C
- Мягкий запуск .... 500 мкс
- Миниатюрный корпус типа SOT-89

ПРИМЕНЕНИЕ

- Источники питания портвтивной аппаратуры с батврейным питанием
- Малошумящие источники питания для аппаратуры с малым потреблением мощности
- Источники питания батарейной аппаратуры с положительным и отрицательным напряжением питания

ТИПОНОМИНАЛЫ

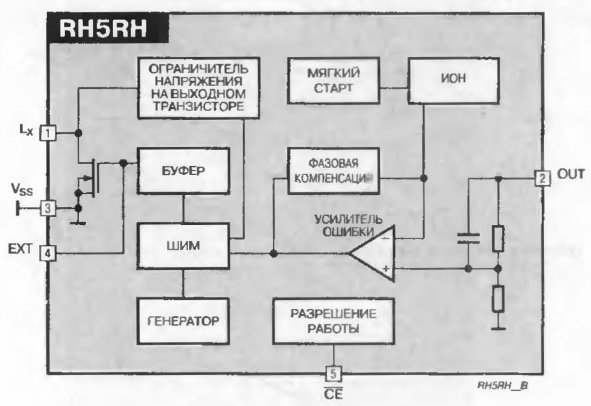


ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы RH5RH представляют собой широтно-импульсные повышающие преобразователи напряжения, выполненные по КМОП-технологии. Микросхемы серии RH5RHxx1A предназначены для постоянной работы на малую нагрузку, когда достаточно тока внутреннего ключа на полевом транзисторе. Они не содержат выводы EXT (для работы с внешним ключом) и $\overline{CE}$ — разблокирование. Микросхемы серии RH5RHxx2B предназначены для постоянной работы на большую нагрузку, когда необходимо применить внешний ключ. Они не содержат выводы L (сток внутреннего ключа) и $\overline{CE}$ — разблокирование. Микросхемы серии RH5RHxx3B - универсальные приборы, они могут работать с внутренним и внешним ключом, имеют вывод разблокирования.

В структурные схемы всех микросхем входят следующие блоки: усилитель ошибки с цепью фазовой компенсации, источник опорного напряжения со схемой мягкого запуска (старта), генератор, широтно-импульсный модулятор и буфер. Усилитель ошибки имеет коэффициент усиления 80 дБ, 1-й полюс на частоте 0.25 Гц, 2-й — на 1 кГц. Частота колебаний генератора равна 50 кГц для RH5RHxx1A и 100 кГц для остальных серий. Микросхемы серии RH5RHxx1A дополнены ключом LSW со схемой ограничения напряжения на его стоке, микросхем серии RH5RHxx3B — ключом и схемой разблокирования.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



Нумерация выводов для корпуса SOT-89-5

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Корпус типа SOT-89-5

RH5RHxx3B

Общий	L_X 1	5 $\overline{CE}$	Разрешение работы
Выход	OUT 2		
Сток внутраннего ключа	V_{SS} 3	4 EXT	База (или затвор) внешнего ключевого транзистора

Корпус типа SOT-89-3

RH5RHxx1A

3 V_{SS}
2 OUT
1 L_X

Корпус типа SOT-89-3

RH5RHxx2B

3 EXT
2 OUT
1 L_X

8

СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ

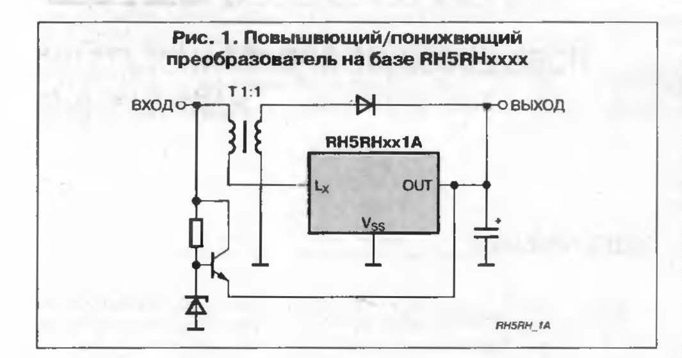


Рис. 1. Повышвющий/понижвющий преобразователь на базе RH5RHxxxx

Рис. 2. Повышающий преобразователь напряжения на базе RH5RHxxxx с минимальным числом внешних компонентов

ДИОД ШОТТКИ
RH5RHxx1A
120 мкГ
ВХОД
Lx
OUT
ВЫХОД
VSS
22.0
RH5RH_2A

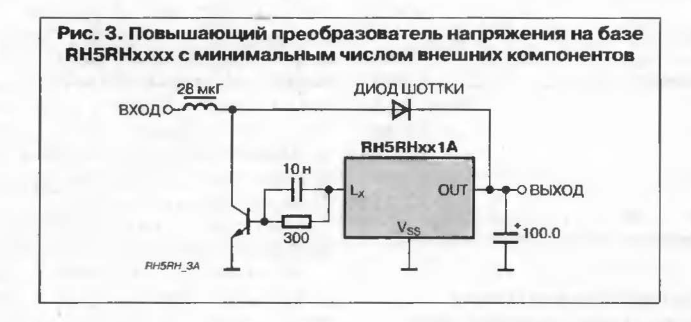


Рис. 3. Повышающий преобразователь напряжения на базе RH5RHxxxx с минимальным числом внешних компонентов

RS5RM

ПОВЫШАЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ С ЛИНЕЙНЫМ СТАБИЛИЗАТОРОМ

ОСОБЕННОСТИ

- Низкий потребляемый ток (без нагрузки) .... 55 мкА
- Входное напряжение .... 1.2...10 В
- Выходное напряжение преобразователя .... 5.5 В
- Частота преобразования .... 50 кГц
- Точность выходного напряжения .... ±2.5%
- Мягкий запуск
- Миниатюрный корпус SOP-8

ПРИМЕНЕНИЕ

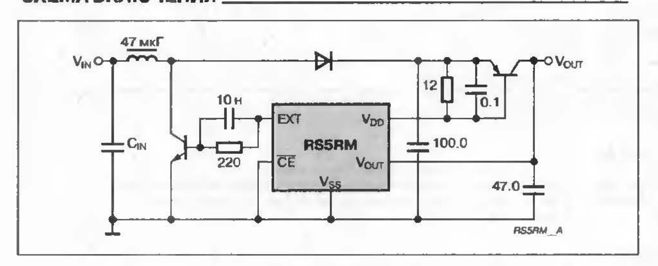
- Источники питания портативной аппаратуры
- Источники питания для малого конторского оборудования
- Источники питания малогабаритной талекоммуникационной аппаратуры

ТИПОНОМИНАЛЫ

RS5RM	50	45	A	-	R1
1	2	3	4		5

1 Серия
2 Выходное напряжение от 1.5 до 6.0 В с шагом 0.1 В
3 Пороговое напряжение детектора от 1.2 до 5.0 В с шагом 0.1 В
4 Конструктивные особенности:
  A — при подаче напряжения V_{DD} на вывод $\overline{CE}$ блокируется работа всех внутренних схем
  B — при подаче напряжения V_{DD} на вывод $\overline{CE}$ блокируется только повышающий DC/DC-преобразователь
5 Способ упаковки на ленту: T1 или T2

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

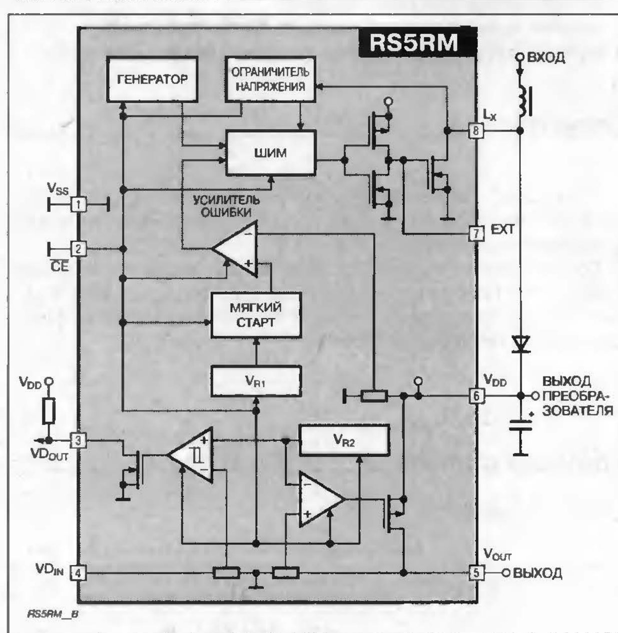


ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы серии RS5RM представляют собой широтно-импульсные повышающие преобразователи напряжения, дополненные линейным стабилизатором и детектором. Серия выполнена по КМОП-технологии и характеризуются малым током потребления в дежурном режиме (менее 10 мкА).

Микросхема состоит из преобразователя напряжения, стабилизатора и детекторв. В преобразователь напряжения входят: усилитель ошибки A1, источник опорного напряжения V_{R1} со схемой мягкого запуска, генератор, широтно-импульсный модулятор, ключ LxSW со схемой ограничения напряжения на его стоке. Стабилизатор состоит из источника опорного напряжения V_{R2}, операционного усилителя A2 и выходного транзистора QV1. Детектор напряжения построен на источнике опорного напряжения V_{R2}, пороговом устройстве A3 и выходном транзисторе QV3. Выходом детектора является открытый сток полевого транзистора.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Корпус типа SOP-8

RS5RM

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Общий вывод	V_{SS}	1	8	LX	Накопительная индуктивность
Разблокирование	$\overline{CE}$	2	7	EXT	Вывод управления внешним транзистором
Выход детектора	$V_{D\,OUT}$	3	8	V_{DD}	Напряжение питания
Вход детектора	$V_{D\,IN}$	4	5	V_{OUT}	Выход стабилизатора

8

RICOH

RV5VH1xx/2xx/3xx

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- Сдвоенные DC/DC-преобразователи
  - DC/DC1: .... повышающий
  - DC/DC2: .... инвертирующий (отрицательный)
- Тактовая частота преобразователей напряжения .... 130 кГц
- Температурный дрейф напряжения .... 100×10^{-6} 1/°С
- Гнстерезис схемы контроля напряжения .... 0.135 В
- Выход схемы контроля напряжения... открытый сток п-канального транзнстора
- Мнннмальнов входное напряжение
  - RV5VH1xx, RV5VH2xx .... 0.8 В
  - RV5VH3xx .... 1.8 В
- Коэффициент полезного действия 80%
- Разброс источника опорного напряжения 2.5%
- Дежурный режим
  - RV5VH1xx, RV5VH2xx DC/DC2
  - RV5VH3xx DC/DC1, 2
- Подстройка температурного коэффнциента выходного напряжения
  - DC/DC2: .... внешним резнстором (RV5VH2xx, RV5VH3xx)
- Миниатюрный корпус SSOP-8 (шаг выводов 0.65 мм)

ПРИМЕНЕНИЕ

- Источнкки питання телекоммуннкацнонных систем
- Источнкки питания портатнвных устройств обработки данных
- Источники питання аудио н вндео устройств
- Источнкки питания портвтивной аппаратуры с батарейным питанием
- Источники питання портативной аппарвтуры с двумя напряжениями питання

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы RV5VH представляют собой сдвоенные DC/DC-преобразователи напряжения: повышающий и инвертирующий преобразователи на одном кристалле.

Структурно микросхемы состоят из генератора, двух схем управления с ЧИМ (VFM), выходных каскадов, фазосдвигающей схемы, источника опорного напряжения (ИОН), усилителя ошибки и двух резистивных делителей обратной связи по напряжению.

Серии RV5VH1xx и RV5VH2xx позволяют реализовать две системы преобразования напряжения: повышающий преобразователь с фиксированным положительным выходным напряжением и инвертирующий преобразователь с регулируемым (посредством внешнего резистивного делителя) отрицательным выходным напряжением. В этих сериях схема контроля напряжения имеет отдельный вход и представляет собой пороговое устройство, настроенное на срабатывание от номинального напряжения повышающего преобразователя. В качестве ключевого элемента инвертирующего преобразователя в серии RV5VH1xx используется встроенный МОП-транзистор, а в серии RV5VH2xx — внешний ключ.

Микросхемы серии RV5VH3xx также позволяют реализовать две системы преобразования напряжения: повышающий и инвертирующий преобразователи с внешними ключевыми транзисторами. Вырабатываемые ими напряжения устанавливаются внешними резисторными делителями.

Приборы выполнены по КМОП-технологии, характеризуются малым потреблением тока и высоким коэффициентом полезного действия. Микросхемы поставляются в 8-выводном корпусе типа SSOP с шагом выводов 0.65 мм и предназначены для использования в системах с двумя напряжениями питания, таких как пейджеры, "карманные" компьютеры (PDA), которые требуют дополнительного питания ЖКИ.

ТИПОНОМИНАЛЫ

RV5VH	x	xx	-	xx
1	2	3		4

1 Серия

2 1 — выход Lx внутреннего ключевого транзистора
2 — выход EXT на внешний ключевой транзистор
3 — регулируемое выходное напряжение

3 01 — выходное напряжение 3.0 В*, порог схемы контроля напряжения 2.7 В
02 — выходное напряжение 5.0 В, порог схемы контроля напряжения 4.5 В

4 E1 или E2 — способ упаковки на ленту

Примечание
* Более 2.7 В для RV5VH301

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Корпус типа SSOP-8

RV5VH1

Вход управления инвертирующим преобразователем	CSW	1	8	$\overline{DOUT}$	Выход схемы контроля напряжения
Вход схемы контроля напряжения	V_{SEN}	2	7	FB	Вход усилителя ошибки инвертирующего преобразователя
Выход повышающего преобразователя, напряжение питания прибора	OUT1	3	8	EXT2	Управление ключом инвертирующего преобразоватвля
Выход ключа повышающего преобразователя	Lx1	4	5	GND	Общий

RV5VH2

Вход управления инвертирующим преобразователем	CSW	1	8	$\overline{DOUT}$	Выход схемы контроля напряжения
Вход схемы контроля напряжения	V_{SEN}	2	7	FB	Вход усилителя ошибки инвертирующего преобразователя
Выход повышающего преобразователя, напряжение питания прибора	OUT1	3	6	EXT2	Управление ключом инвертирующего преобразователя
Управление ключом повышающего преобразователя	EXT1	4	5	GND	Общий

RV5VH3

Вход управления преобразователями напряжения	CSW	1	8	$\overline{DOUT}$	Выход схемы контроля напряжения
Вход усилителя ошибки повышающего преобразователя	FB1	2	7	FB	Вход усилителя ошибки инвертирующего преобразователя
Напряжение питания/вход сброса	V_{DD}	3	6	EXT2	Управление ключом инвертирующего преобразователя
Управление ключом повышающего преобразователя	EXT1	4	5	GND	Общий

RV5VH1, RV5VH2

RV5VH1
ВЫХОД+
$\overline{D}_{OUT}$
ВЫХОД ДЕТЕКТОРА
CSW
V_{SEN}
ОПОРНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ
FB
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ 1
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ 2
V_{OUT1}
МОДУЛЯТОР 2
EXT2
ВЫХОД–
27 мкГн
ВХОД
L_{X1}
ОГРАНИЧИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ
220 мкГн
МОДУЛЯТОР 1
РАСШИРИТЕЛЬ ИМПУЛЬСА
ГЕНЕРАТОР
GND
RV5VH1_B

RV5VH3

RV5VH3
ВЫХОД+
100 к
ВЫХОД ДЕТЕКТОРА
10 н
50 к
50 к
ОПОРНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ
100 к
100 к
10 н
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ 1
УСИЛИТЕЛЬ ОШИБКИ 2
МОДУЛЯТОР 2
100 мкГн
ВХОД
ВЫХОД–
300
ОГРАНИЧИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ
100 мкГн
22.0
10 н
22.0
МОДУЛЯТОР 1
РАСШИРИТЕЛЬ ИМПУЛЬСА
ГЕНЕРАТОР
RV5VH3_B

8

ROHM

Микросхемы для импульсных источников питвния фирмы Rohm Electronics:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ ROHM ELECTRONICS

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Прибор	Входное напряжение, В	Назначение и состав	Особенности	Корпус
BA6161N/F	4.5...16	Преобразователь напряжения для настройки приемников	Высокостабильный, термокомпенсированный	SIP-5, SOP-8
BA9700A/AF/AFV	3.55...24	Контроплер стабилизатора напряжения	Возможно построение понижающих, повышающих, инвертирующих и пр. типов стабилизаторов	DIP-14, SOP-14, SSOP-14
BA9701/F	2.5...7.5	Управляемый стабилизатор напряжения	Усилитель ошибки, компаратор ШИМ, выходной каскад	DIP-8, SOP-8
BA9706K	3.5...12	Контроллер 3-канвльного стабилизатора напряжения	Нестабильность опорного напряжения ±1%	QFP-32
BA9707KV	3.5...12	Контроллер 4-канвльного стабилизатора напряжения	Частоте преобразования до 1 МГц, нестабильность опорного напряжения ±1%, вход синхронизации	VQFP-48
BA9708K	3.5...12	Контроллер 3-канального стабилизатора напряжения	Частота преобразования до 1 МГц, нестабильность опорного напряжения ±1%, вход синхронизации	QFP-32
BA9710KV	3.5...12	Контроплер 4-канвльного стабилизатора напряжения	Модернизация BA9707KV для управления 2-фазным двигателем	VQFP-48
BA9734AKV	2.8...13	Контроллер 6-канвльного стабилизатора напряжения	Опорное нвлряжение ±1%, встроенные полевые транзисторы для синхронного выпрямления (2 выхода)	VQFP-64
BA9736KV	2.8...13	Контроллвр 6-канального стабилизатора напряжения	Опорнов напряжение ±1%, встроенные полевые транзисторы для синхронного выпрямления (2 выхода), 5-й и 6-й каналы можно использовать для управления двигателем	VQFP-64
BA9737KV	2.5...13	Контроллер 4-канального стабилизатора напряжения	Опорное напряжение ±1%, отдвльнов выключение каналов, потребление 10 мкА в дежурном режиме	VQFP-48
BA9739KV	2.5...13	Контроллер 4-канального стабилизатора напряжения	Опорное напряжение ±1%, встроенные полевые транзисторы для синхронного выпрямления, выходной каскад на *p-n-p*-транзисторах (2 выхода)	VQFP-48
BA9741F/FS	3.6...35	Контроллер 2-канвльного стабилизатора напряжения	Большой диапазон входных напряжений. Выход 120 мА, разброс опорного напряжения ±4%	SOP-16, SSOP-16
BA9743AFV	3.6...35	Контроллер 2-канвльного стабилизатора напряжения	Большой диапазон входных напряжений. Выход 120 мА, разброс опорного напряжения ±1%	SSOP-16
BA9744FV	2.5...35	Контроллер 2-канального стабилизатора напряжения	Большой диапазон входных напряжений. Выход 30 мА, разброс опорного напряжения ±1%	SSOP-16
BA9748FV	1.8...11	Контроллер повышающего стабилизатора напряжения	Опорнов напряжение ±1%, защита по току и от перегрузки. Выходной ток устенавливается внешним резистором	SSOP-8
BA9771T	9...48	Понижающий стабилизатор напряжения	Высоковольтный. Встроенный выходной транзистор на ток 1.5 А, разброс опорного напряжения ±5%	TO220FP-5
BD9712KV	5.5...10	Контроллер 8-канального стабилизатора напряжения	Разброс опорного напряжения ±1%, ключи на *p*-канальных транзисторах (8 каналов) и синхронное выпрямление (3 канала)	VQFP-80

МИКРОСХЕМЫ БЛОКОВ ПИТАНИЯ ПЕРЕНОСНЫХ УСТРОЙСТВ

Прибор	Напряжение питания, В	Выход 1	Выход 2	Выход 3	Пороговое напряжение сброса, В	Порог детектора напряжения, В	Выход вибратора	Тип выхода	Корпус
BH6020FV	3.2...5.5	3.0 В/80 мА	3.0 В/80 мА	3.0 В/200 мА	2.7	3.2	1.3 В/200 мА	3 канала	SSOP-24
BH6021FV	3.2...5.5	3.0 В/80 мА	2.8 В/80 мА	3.0 В/200 мА	2.7	2.7	1.3 В/200 мА	3 канапа	SSOP-24
BD6024FV	3.1...4.5	2.9 В/60 мА	2.9 В/100 мА	−1.6VIN	—	—	—	*p*-кан. ключ	
BD6111FV	2.5...5.5	$-1.6V_{IN}$	—	—	—	—	—	1 канал	SSOP-8

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ПИТАНИЯ ПЕЙДЖЕРОВ

Прибор	Напряжение питания, В	Выходное напряжения, В	Усилитель громкоговорителя	Усилитель вибратора	Усилитель светодиода	Подсветка ЖКИ	Детектор сброса	Индикатор батареи	Детектор разряда батереи	Стабилизатор	Корпус
BH6111FV	0.9...2.5	3	3 независимых канала	+	+	+	2.3 В	0.53 В	—	—	SSOP-20
BH6113FV	0.9...1.7	3	Выбор уровня громкости	+	+		—	0.53 В	—	—	SSOP-16
BH6114FV	0.9...1.7	2.7	Выбор уровня громкости	+	+		—	0.53 В	—	—	SSOP-16
BH6115FV	0.9...4.5	—	Выбор уровня громкости	+	+		—	0.58 В	—	—	SSOP-14
BH6117FV	0.9...7	2.73	Выбор уровня громкости	+			2.10 В	0.70 В	1.15 В	1.10 В	SSOP-16

ГИБРИДНЫЕ ПОВЫШАЮЩИЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Корпус	Размеры, мм
BP5302	5...14	-24	30	SIP-9	26 x 15 x 6
BP5302F	5...14	-24	30	SIP-9L	26 x 15 x 6
BP5319	4.5...5.5	-24	25	SIP-9	24.5 x 15.5 x 6
BP5319X	4.5...5.5	-24	25	SIP-9L	24.5 x 15.5 x 6
BP5311	4.5...5.5	30	25	SIP-9	26 x 15 x 6
BP5311X	4.5...5.5	30	25	SIP-9L	26 x 15.5 x 6
BP5313	11.4...12.6	40	60	SIP-11	30 x 12 x 6
BP5317	4.5...5.5	30	30	SMD	31 x 9 x 4.5
BP5310	4.75...5.25	12	120	SIP-9	26 x 16 x 6
BP5320	4.75...5.25	12	170	SMD	26 x 16 x 6

ГИБРИДНЫЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ВЫСОКИМ КПД

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Корпус	Размеры, мм
BP5220	8...38	5	1	SIP-9	28 x 19.5 x 12
BP5220X	8...38	5	1	SIP-9L	28 x 21.5 x 12
BP5221	8...38	5	0.5	SIP-9	28 x 19.5 x 12
BP5221X	8...38	5	0.5	SIP-9L	28 x 21.5 x 12
BP5222	15...38	12	0.5	SIP-9	28 x 19.5 x 12
BP5222X	15...38	12	0.5	SIP-9L	28 x 21.5 x 12
BP51L05	8...20	-5	0.1	SIP-9	30 x 29 x 13
BP51L12	8...20	-12	0.1	SIP-9	30 x 29 x 13

ГИБРИДНЫЕ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ AC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Модули с входным напряжением 80…120 В (AC) (113…170 В (DC))

Прибор	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Корпус	Размеры, мм
ПОЛОЖИТЕЛЬНОЕ ВЫХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ				
BP5038-5	5	30	SIP-6	18 x 16 x 9
BP5034A5	5	100	SIP-10	30 x 16 x 10
BP5063-5	5	200	SIP-10	28 x 17 x 9
BP5038	12	30	SIP-6	18 x 16 x 9
BP5034A12	12	100	SIP-10	30 x 16 x 10
BP5063	12	200	SIP-10	28 x 17 x 9
BP5039-12	12	300	SIP-12	35 x 20 x 9
BP5034A15	15	80	SIP-10	30 x 16 x 10
BP5039-15	15	200	SIP-12	35 x 20 x 9
BP5034B20	20	70	SIP-10	30 x 16 x 10
BP5034A24	24	50	SIP-10	30 x 16 x 10
BP5039A	24	200	SIP-12	35 x 20 x 9
BP5064	12	200	SIP-10	28 x 17 x 9
ДВУХКАНАЛЬНЫЙ				
BP5080	5	20	SIP-10	30 x 18 x 10
	12	80		
ОТРИЦАТЕЛЬНОЕ ВЫХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ				
BP5061-5	-5	350	SIP-12	35 x 20 x 9
BP5062-5	-5	500	SIP-12	35 x 22 x 9
BP5065	-12	80	SIP-9	26 x 15 x 6
BP5035	-12	200	SIP-10	28 x 17 x 9
BP5061	-12	300	SIP-12	35 x 20 x 9
BP5062	-12	500	SIP12	35 x 22 x 9

Модули с входным напряжением 160…253 В (AC) (226…358 В (DC))

Прибор	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Корпус	Размеры, мм
ПОЛОЖИТЕЛЬНОЕ ВЫХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ				
BP5040	5	100	SIP-14	42 x 20 x 9
BP5041A5	5	100	SIP-10	33 x 19 x 11
BP5041	12	100	SIP-14	42 x 20 x 9
BP5041A	12	100	SIP-10	33 x 19 x 11
BP5048	12	200	SIP-12	35 x 20 x 9
BP5041A15	15	80	SIP-10	33 x 19 x 11
ОТРИЦАТЕЛЬНОЕ ВЫХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ				
BP5046	-5	200	SIP-12	35 x 20 x 9
BP5046-5	-12	200	SIP-12	35 x 20 x 9

BA6161

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ НАСТРОЙКИ ПРИЕМНИКА

ОСОБЕННОСТИ

- Высокий коэффициент стабилизации
- Температурная компенсация выходного напряжения
- Малое количество выводов
- Входное напряжение .... 3..16 В
- Выходное напряжение .... 30...35 В
- Частотв преобрвзования .... 100 кГц
- Выходной ток .... 3 мА

ПРИМЕНЕНИЕ

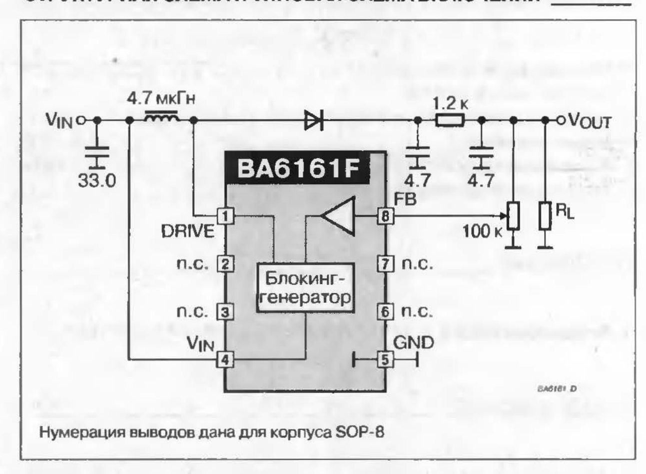
- Электронная настройка приемников телевизоров
- Электронная настройка оборудования, требующего напряжения 30...40 В

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы BA6161 представляют собой импульсные повышающие стабилизаторы на основе блокинг-генератора.

Стабилитрон, установленный на входе обратной связи FB, обеспечивает опорное напряжение и температурную компенсацию. Типовая величина опорного напряжения 33.3 В. Ток стабилитрона подается в цепь управления блокинг-генератора для изменения амплитуды вырабатываемых им импульсов. Блокинг-генератор образован катушкой индуктивности, подключенной между выводом коллектора транзистора генератора и шиной питания.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



Нумерация выводов дана для корпуса SOP-8

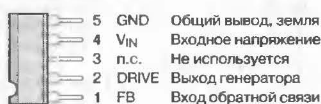
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выходное напряжение, В	Диапазон температур, °С	Корпус
BA6161N	30...35	–20...+75	SIP-5
BA6161F	30...35	–20...+75	SOP-8

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

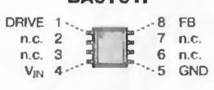
Корпус типа SIP-5

BA6161N



Корпус типа SOP-8

BA6161F



BA9707

4-КАНАЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Точность опорного напряжения .... ±1%
- ШИМ с постоянной частотой
- Раздельная установка токов выходных каскадов каждого канала
- Входное напряжение .... 3.5...12 В
- Максимальная частота преобразования .... 1 МГц
- Вход внешней синхронизации

ПРИМЕНЕНИЕ

- Питание цепей ЛПМ ВМ

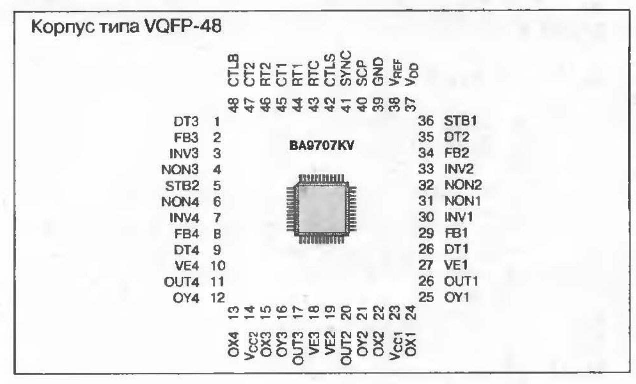
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема BA9707 представляет собой четыре импульсных стабилизатора напряжения, работающих синфазно от общего генератора пилообразного напряжения. Все каналы выполнены по одинаковой схеме, незначительно отличается 4-й канал, который имеет отдельный вывод включения.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
BA9707KV	VQFP-48

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



НАЗНАЧЕНИЕ ВЫВОДОВ

Вывод	Символ	Описание
1, 9, 28, 35	DT	Установка максимальной длительности паузы импульсв ШИМ. Для плавного запуска между этим выводом и выводом опорного напряжения подключается конденсатор плавного запуска
2, 8, 29, 34	FB	Выход усилнтеля ошибки
3, 7, 30, 33	INV	Инвертирующий вход усилителя ошибки
4, 6, 31, 32	NON	Неинвертнрующий вход усилителя ошибки
5	STB2	Блокировка 4-го канала. Канал работает при высоком уровне напряжения, прн этом вывод STB1 должен иметь низкий уровень
10, 18, 19, 27	VE	Вывод установки выходного тока: ток устанавливается резистором, подключаемым между этим выводом и землей
11, 17, 20, 26	OUT	Выход канала
12, 16, 21, 25	OY	Выводы отсечки: для выключения выходного каскада между выводами OX и OY подключается конденсатор
13, 15, 22, 24	OX	
14, 23	VCC	Вход питания выходных каскадов
36	STB1	Блокировка всех каналов. При высоком уровне напряжения на этом выводе прекращается работа всех каналов и источника опорного напряжения
37	V_{DD}	Напряженне питания
38	V_{REF}	Опорное напряжение
39	GND	Общий вывод, земля
40	SCP	Установка времени задержки срабатывания при перегрузке. Время устанавливается конденсатором, подключаемым меду этим выводом и землей
41	SYNC	Вход внешней синхронизации треугольного напряжения. Синхронизация производится по 4-й субгармонике импульсов, подводимых к этому выводу через конденсатор
42	CTLS	Вход управления внешней синхронизацин. низкий уровень напряжения блокирует внешнюю синхронизацию
43	RTC	Конденсатор источника тока генератора треугольного напряжения
44	RT1	Вывод подключения резнстора установки частоты генератора треугольного напряжения
45	CT1	Вывод подключения конденсатора установки частоты генератора треугольного напряжения
46	RT2	Вывод подключения резнстора, которым устанавливается частота генератора треугольного напряжения для двнгателей
47	CT2	Вывод подключения конденсатора, которым устанавливвется частота генератора треугольного напряжения для двнгателей
48	CTLB	Вывод управления генератором треугольного напряжения для двигателей. Блокировка производится низким уровнем напряжения

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

На схеме показано подключение внешних компонентов только к каналу 3
UVLO — блокировка при пониженном напряжении питания

BA9743

КОНТРОЛЛЕР 2-КАНАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Точность опорного напряжения .... ±1%
- Защита от короткого замыкания, блокировка при снижении напряжения питания
- Таймер-защелка возврата в рабочий режим при срабатывании блокировки и защиты
- ШИМ с постоянной частотой
- Входное напряжение .... 3.6...35 В
- Частота преобразования .... 10...800 кГц

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема BA9743 представляет собой два импульсных стабилизатора напряжения, работающих синфазно от общего генератора пилообразного напряжения. Каналы выполнены по одинаковой схеме и имеют на выходе *n-p-n*-транзистор с открытым коллектором, что позволяет применять данные микросхемы как контроллеры понижающих, инвертирующих и повышающих стабилизаторов напряжения.

ПРИМЕНЕНИЕ

- Преобразователь напряжения для питания ВМ и портативных компьютеров

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Рабочий диапазон температур, °С
BA97043AVF	SSOP-B16	–40...+85

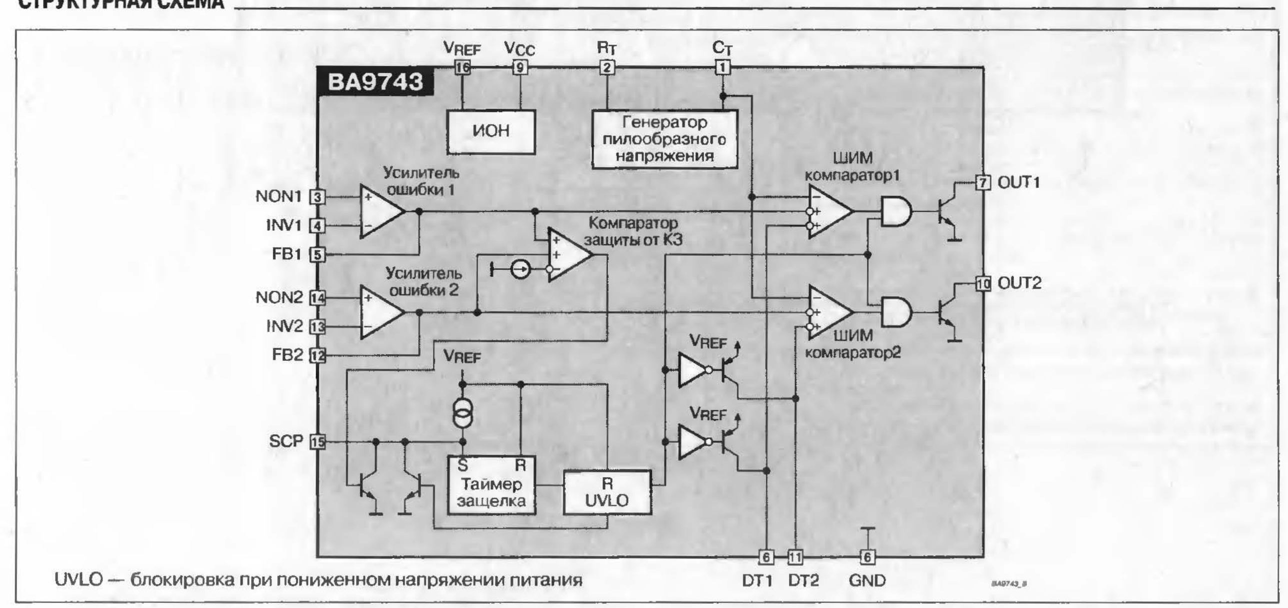
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SSOP-B16

BA9743

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Частотозадающий конденсатор генератора ШИМ	C_T	1	16	V_{REF}	Выход источника опорного напряжения 2.505 В
Частотозадающий резистор генератора ШИМ	R_T	2	15	SCP	Установка времени задержки включения после срабатывания защиты
Неинвертирующий вход усилителя ошибки канала 1	NON1	3	14	NON2	Неинвертирующий вход усилителя ошибки канала 2
Инвертирующий вход усилителя ошибки канала 1	INV1	4	13	INV2	Инвертирующий вход усилителя ошибки канала 2
Выход усилителя ошибки канала 1	FB1	5	12	FB2	Выход усилителя ошибки канала 2
Установка минимальной длительности импульса и плавного запуска канала 1	DT1	6	11	DT2	Установка минимальной длительности импульса и плавного запуска канала 2
Выход 1-го канала	OUT1	7	10	DUT2	Выход 2-го канала
Общий вывод, земля	GND	8	9	V_{CC}	Напряжение питания

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



UVLO — блокировка при пониженном напряжении питания

BA9771

ПОНИЖАЮЩИЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- Выходное напряжение .... 5...40 В
- Выходной ток .... 1.5 А
- Защита от перегрева
- Таймер-защелка возврата в рабочий режим при срабатывании блокировки и защиты
- Защита от короткого замыкания, блокировка при снижении напряжения питания

ПРИМЕНЕНИЕ

- Преобразователь напряжения для питания принтеров
- Преобразователь напряжения для питания автомобильной радиоаппаратуры

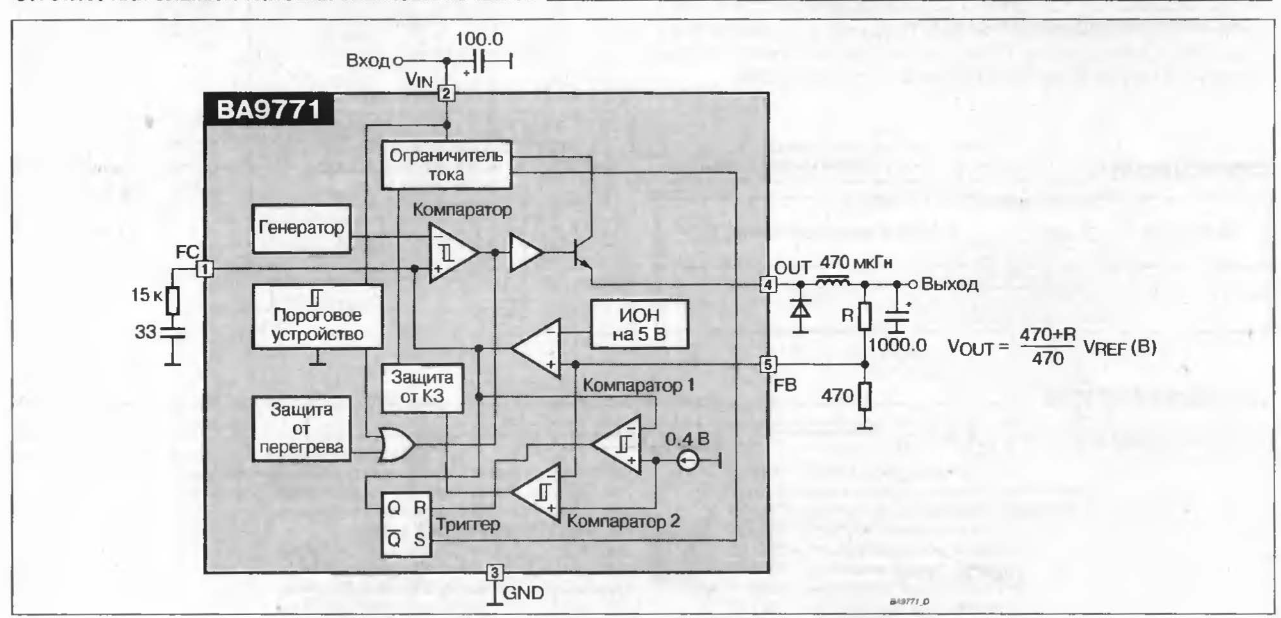
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема BA9771 представляет собой понижающий импульсный стабилизатор напряжения общего применения. Прибор выпускается в удобном 5-выводном корпусе.

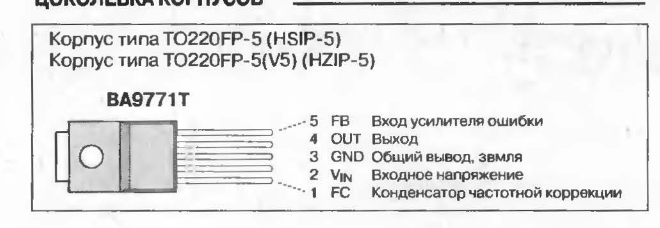
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Рабочий диапазон температур, °С
BA9771T	TO220FP-5	–30...+85

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



8

BH6111

МИКРОСХЕМА ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ПЕЙДЖЕРА

ОСОБЕННОСТИ

- Частотно-импульсный преобразователь напряжения
- Коммутация и питание шести устройств пейджера
- Индикатор разряда батареи

ПРИМЕНЕНИЕ

- Пейджеры

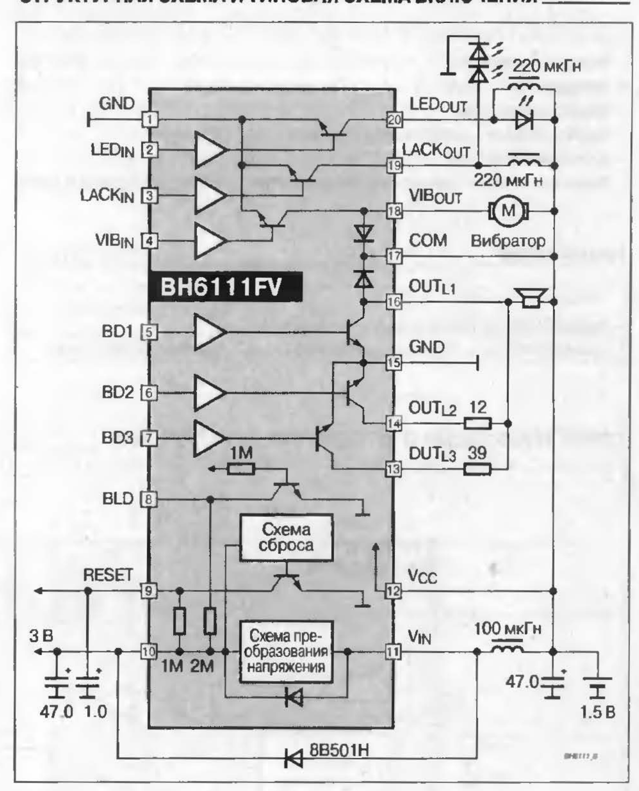
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема BA6111 предназначена для построения блока питания пейджера. Она состоит из повышающего импульсного стабилизатора напряжения, узла сброса, индикатора разряда батареи и ключей, подключающих громкоговоритель, вибратор, светодиод и подсветку ЖК-индикатора. Входы управления ключами снабжены согласующими усилителями для управления от микро-ЭВМ.

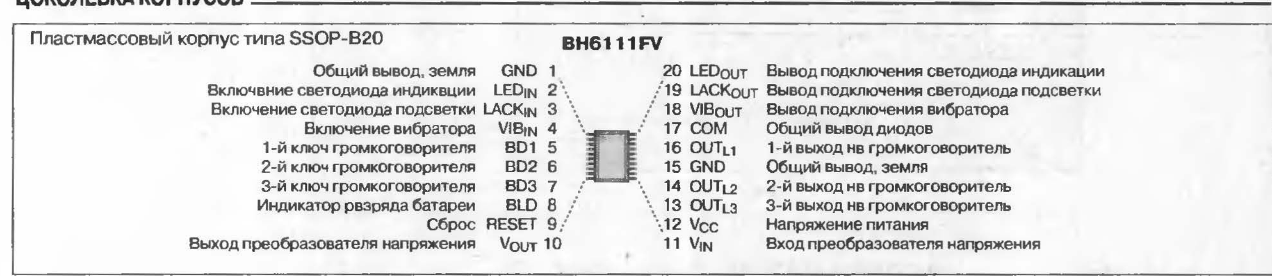
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Рабочий диапазон температур, °С
BH6111FV	SSOP-B20	−15...+60

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



ROHM

BP50xx

ГИБРИДНЫЕ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ AC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

ОСОБЕННОСТИ

- Отсутствие трансформатора
- Малый вес и размеры
- Широкий диапазон входных напряжений

ПРИМЕНЕНИЕ

- Проиводственное оборудование
- Световые указатели
- Домашняя электроника

МОДУЛИ С ВХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ 80...120 В (AC) (113...170 В (DC))

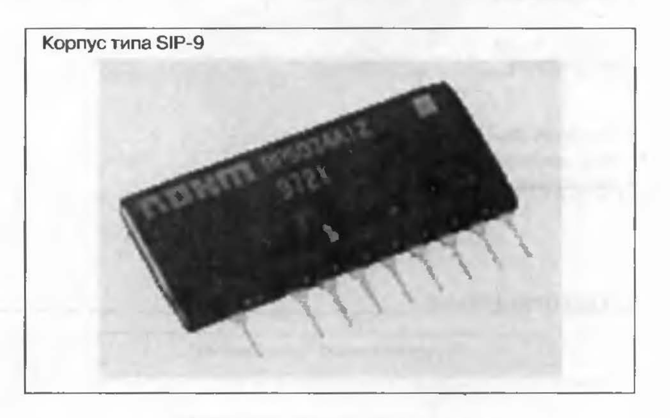
Прибор	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Корпус	Размеры, мм
BP5038-5	5	30	SIP-6	18x16x9
BP5034A5	5	100	SIP-10	30x16x10
BP5063-5	5	200	SIP-10	28x17x9
BP5038	12	30	SIP-6	18x16x9
BP5034A12	12	100	SIP-10	30x16x10
BP5063	12	200	SIP-10	28x17x9
BP5039-12	12	300	SIP-12	35x20x9
BP5034A15	15	80	SIP-10	30x16x10
BP5039-15	15	200	SIP-12	35x20x9
BP5034B20	20	70	SIP-10	30x16x10
BP5034A24	24	50	SIP-10	30x16x10
BP5039A	24	200	SIP-12	35x20x9
BP5064*	12	200	SIP-10	28x17x9
BP5080	5	20	SIP10	30x18x10
	12	80		
BP5061-5	-5	350	SIP-12	35x20x9
BP5062-5	-5	500	SIP-12	35x22x9
BP5065	-12	80	SIP-9	26x15x6
BP5035	-12	200	SIP-10	28x17x9
BP5061	-12	300	SIP-12	35x20x9
BP5062	-12	500	SIP12	35x22x9

Примечание. * BP5064 имеет выключаемый выход

МОДУЛИ С ВХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ 160...253 В (AC) (226...358 В (DC))

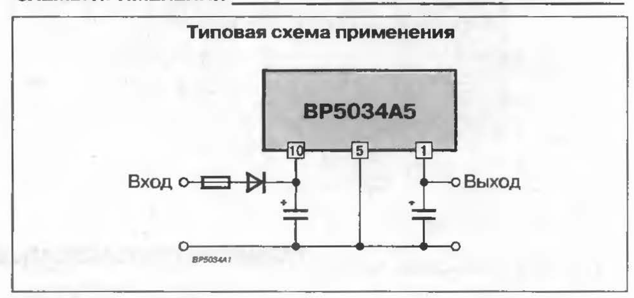
Прибор	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Корпус	Размеры, мм
BP5040	+5	100	SIP-14	42x20x9
BP5041A5	+5	100	SIP-10	33x19x11
BP5041	+12	100	SIP-14	42x20x9
BP5041A	+12	100	SIP-10	33x19x11
BP5048	+12	200	SIP-12	35x20x9
BP5041A15	+15	80	SIP-10	33x19x11
BP5046	-5	200	SIP-12	35x20x9
BP5046-5	-12	200	SIP-12	35x20x9

Корпус типа SIP-9



СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ

Типовая схема применения



Источник питания схемы упраления пылесосом

8

51xx, 52xx

ГИБРИДНЫЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ВЫСОКИМ КПД

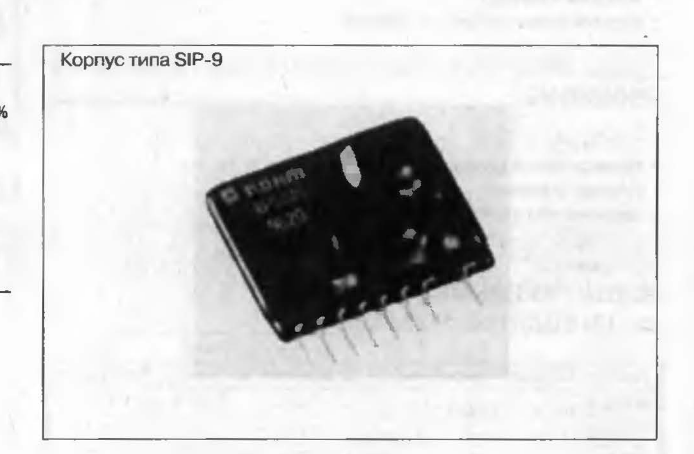
ОСОБЕННОСТИ

- Коэффициент полезного действия .... 85...90%
- Ключ преобразователя напряжения установлен внутри модуля
- Широкий диапазон входных напряжений
- Малые размеры
- Универсальность

ПРИМЕНЕНИЕ

- Конторское оборудование
- Источники питания
- Измерительный инструмент

Корпус типа SIP-9



СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ

Типовая схема применения

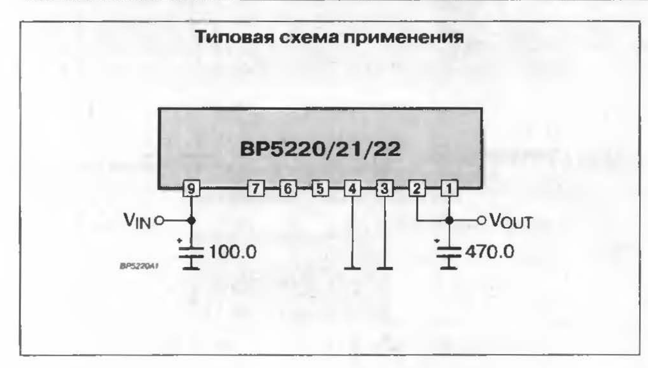
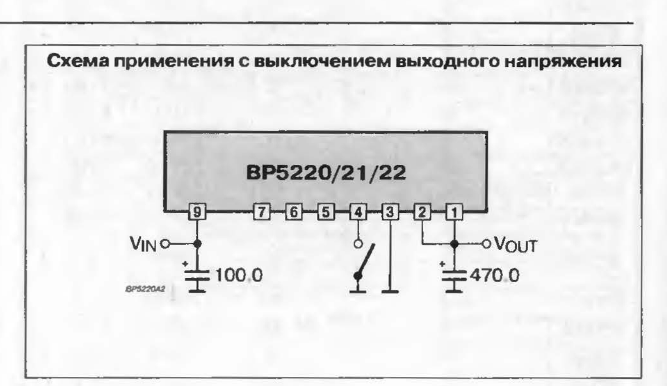


Схема применения с выключением выходного напряжения



ПАРАМЕТРЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Корпус	Размеры, мм
BP5220	8...38	5	1	SIP-9	28 x 19.5 x 12
BP5220X	8...38	5	1	SIP-9L	28 x 21.5 x 12
BP5221	8...38	5	0.5	SIP-9	28 x 19.5 x 12
BP5221X	8...38	5	0.5	SIP-9L	28 x 21.5 x 12
BP5222	15...38	12	0.5	SIP-9	28 x 19.5 x 12
BP5222X	15...38	12	0.5	SIP-9L	28 x 21.5 x 12
BP51L05	8...20	–5	0.1	SIP-9	30 x 29 x 13
BP51L12	8...20	–12	0.1	SIP-9	30 x 29 x 13

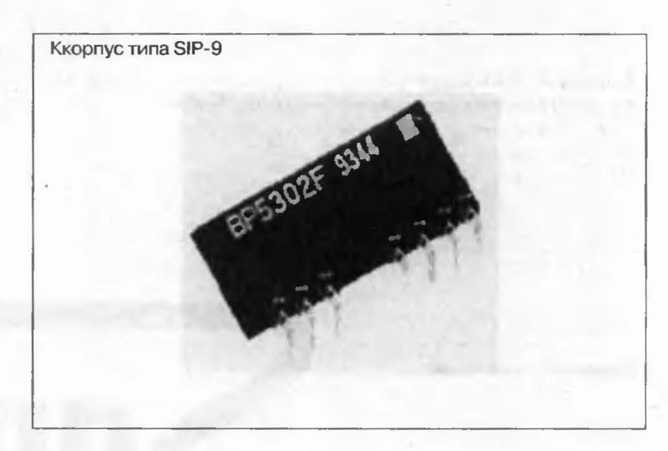
BP53xx

ГИБРИДНЫЕ ПОВЫШАЮЩИЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

ОСОБЕННОСТИ

- Высокая эффективность: коэффициент полезного действия BP5313 ...... 83%
- Рекомендуются для применения в персональных компьютерах с дисплеем на ЖКИ
- Корпус для печатного монтажа
- Перестраиваемое выходное напряжение
- Вход включения

Ккорпус типа SIP-9



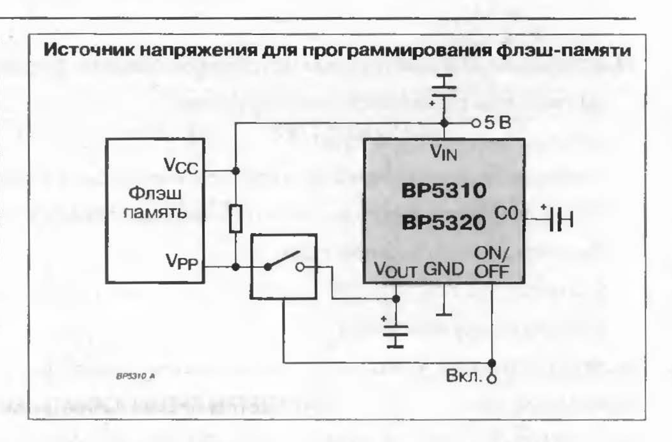
ПРИМЕНЕНИЕ

- Черно-белый дисплей факса
- Цветной дисплей компьютера и факса
- Устенавливаемый в слот источник питания (BP5310/20)

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Источник напряжения, управляемый микроконтроллером

Источник напряжения для программирования флэш-памяти



ПАРАМЕТРЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Корпус	Размеры, мм
BP5302	5...14	–24	30	SIP-9	26 x 15 x 6
BP5302F	5...14	–24	30	SIP-9L	26 x 15 x 6
BP5319	4.5...5.5	–24	25	SIP-9	24.5 x 15.5 x 6
BP5319X	4.5...5.5	–24	25	SIP-9L	24.5 x 15.5 x 6
BP5311	4.5...5.5	+30	25	SIP-9	26 x 15 x 6
BP5311X	4.5...5.5	+30	25	SIP-9L	26 x 15.5 x 6
BP5313	11.4...12.6	+40	60	SIP-11	30 x 12 x 6
BP5317	4.5...5.5	+30	30	SMD	31 x 9 x 4.5
BP5310	4.75...5.25	+12	120	SIP-9	26 x 16 x 6
BP5320	4.75...5.25	+12	170	SMD	26 x 16 x 6

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Sanken:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ SANKEN

КОНТРОЛЛЕРЫ СЕТЕВЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Прибор	Применение (тип преобразователя)	Входное напряжение, В	Максимальная выходная мощность, Вт	Ключевой транзистор		
				Напряжение, В	Максимальный ток, А	Тип
STR-S5703	Квазирезонансный обратноходовой	110/120	140	500	6	Биполярный
STR-S5707	Квазирезонансный обратноходовой	85...265	90	850	6	Биполярный
		220/240	140			
STR-S5708	Квазирезонансный обратноходовой	85...265	120	850	7.5	Биполярный
		220/240	180			
STR-F6624	Квазирезонансный обратноходовой	100/120	130	450	0.92 Вт	МОП
STR-F6626	Квазирезонансный обратноходовой	100/120	190	450	0.58 Вт	МОП
STR-F6628	Квазирезонансный обратноходовой	100/120	290	450	0.35 Вт	МОП
STR-F6652	Квазирезонансный обратноходовой	85...265	86	650	2.8 Вт	МОП
STR-F6653	Квазирезонансный обратноходовой	85...265	120	650	1.95 Вт	МОП
STR-F6654	Квазирезонансный обратноходовой	85...265	190	650	1.15 Вт	МОП
STR-F6656	Квазирезонансный обратноходовой	85...265	300	650	0.71 Вт	МОП
STR-F6672	Квазирезонансный обратноходовой	200/220	50	900	7.7 Вт	МОП
STR-F6674	Квазирезонансный обратноходовой	85...265	76	900	4.49 Вт	МОП
STR-F6676	Квазирезонансный обратноходовой	85...265	115	900	2.81 Вт	МОП
STR-S6703	Квазирезонансный обратноходовой	110/120	140	500	6	Биполярный
STR-S6704	Квазирезонансный обратноходовой	110/120	100	500	5	Биполярный
STR-S6707	Квазирезонансный обратноходовой	85...265	90	850	6	Биполярный
		220/240	140			
STR-S6708	Квазирезонансный обратноходовой	85...265	120	850	7.5	Биполярный
		220/240	180			
STR-S6709	Квазирезонансный обратноходовой	85...265	160	850	10	Биполярный
		220/240	220			

ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходной ток, А	Рабочая температура, °С	Выходное напряжение, В	КПД, %	Рабочая частота, кГц	Корпус	Особенности
ВНЕШНЕЕ ВОЗБУЖДЕНИЕ, ПОВЕРХНОСТНЫЙ МОНТАЖ								
SAI01	7...33	0...0.5	−30...+125	5.0 ±0.20	80	60	1	Защита от перегрузки по току и перегрева
SAI02	5.3...33	0...0.5	−30...+125	3.3 ±0.13	75	60		
SAI03	15...33	0...0.4	−30...+125	12.0 ±0.60	88	60		
SAI04	18...33	0...0.4	−30...+125	15.0 ±0.75	89	60		
SAI06	12...33	0...0.4	−30...+125	9.0 ±0.45	86	60		
ВНЕШНЕЕ ВОЗБУЖДЕНИЕ								
SI-8033S	5.3...28	0...3.0	−30...+125	3.3 ±0.13	79	60	2	Защита от перегрузки по току, защита от перегрева, мягкий запуск, управление выходом ВКЛ/ВЫКЛ
SI-8050S	7...40	0...3.0	−30...+125	5.0 ±0.20	84	60		
SI-8090S	12...40	0...3.0	−30...+125	9.0 ±0.45	88	60		
SI-8120S	15...40	0...3.0	−30...+125	12.0 ±0.50	90	60		
SI-8150S	18...40	0...3.0	−30...+125	15.0 ±0.75	91	60		
САМОВОЗБУЖДЕНИЕ								
STR2005	11...40	0...2.0	−20...+100	5.1 ±0.1	72	25	3	Изменяемое выходное напряжение
STR2012	18...45	0...2.0	−20...+100	12.0 ±0.2	85	25		
STR2013	19...45	0...2.0	−20...+100	13.0 ±0.2	85	25		
STR2015	21...45	0...2.0	−20...+100	15.0 ±0.2	85	25		
STR2024	30...50	0...2.0	−20...+100	24.0 ±0.3	85	25		
STR20005	8...40	0...2.0	−20...+100	5.1 ±0.1	72	30	4	

КОМБИНИРОВАННЫЕ (2 ПРИБОРА В КОРПУСЕ) ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходной ток, А	Рабочая температура, °С	Выходное напряжение, В	КПД, %	Рабочая частота, кГц	Корпус	Особенности
STR7001 — SI-8020	11...40	5.1 ±0.1	-30...+125	0...6.0	72	35	3	Изменяемое выходное напряжение, защита от перегрузки по току, управление выходом ВКЛ/ВЫКЛ
			-20...+85				5	
STR7002 — SI-8021	18...50	12.0 ±0.2	-30...+125	0...6.0	84	35	3	
			-20...+85				5	
STR7002 — SI-8022	21...50	15.0 ±0.2	-30...+125	0...6.0	86	35	3	
			-20...+85				5	
STR7003 — SI-8023	30...50	24.0 ±0.3	-30...+125	0...6.0	90	35	3	
			-20...+85				5	
STR7101 — SI-8020	11...40	5.1 ±0.1	-30...+125	0...12.0	70	35	3	
			-20...+85				5	
STR7102 — SI-8021	18...50	12.0 ±0.2	-30...+125	0...12.0	82	35	3	
			-20...+85				5	
STR7102 — SI-8022	21...50	15.0 ±0.2	-30...+125	0...12.0	84	35	3	
			-20...+85				5	
STR7103 — SI-8023	30...50	24.0 ±0.3	-30...+125	0...12.0	87	35	3	
			-20...+85				5	

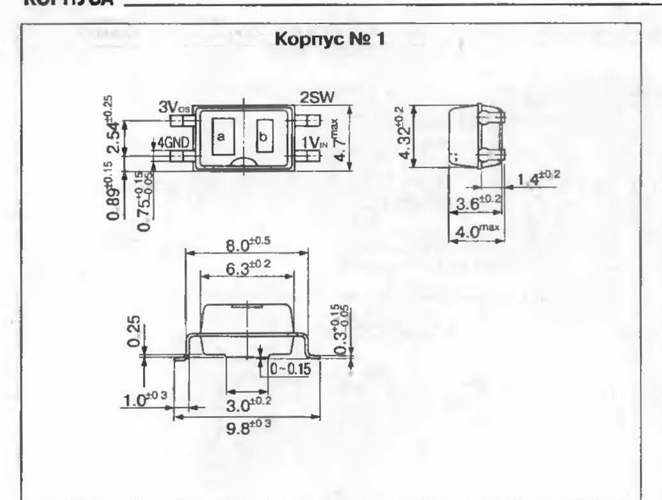
ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ СО ВСТРОЕННЫМ ДРОССЕЛЕМ/ТРАНСФОРМАТОРОМ

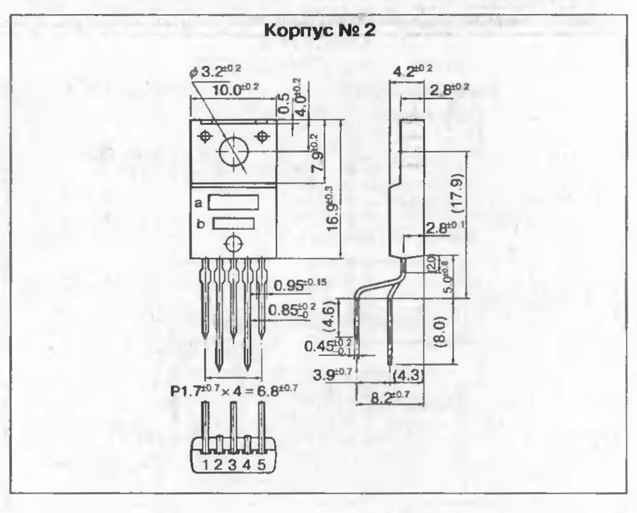
Прибор	Входное напряжение, В	Выходной ток, А	Рабочая температура, °С	Выходное напряжение, В	КПД, %	Рабочая частота, кГц	Корпус	Особенности
SI-8201L	10...40	0...0.4	-10...+65	5.0 ±0.10	73	25 (min)	6	—
SI-8202L	11...40	0...0.35	-10...+65	6.0 ±0.10	74	25 (min)	6	
SI-8203L	16...40	0...0.35	-10...+65	12.0 ±0.20	79	25 (min)	6	
SI-8204L	10...40	0...0.4	-10...+65	5.2 ±0.10	73	25 (min)	6	
SI-8221L	8...35	0...0.4	-10...+65	5.0 ±0.15	80	25 (min)	7	
SI-8211L	15...55	0...0.3	-10...+65	5.0 ±0.10	63	25 (min)	8	
SI-8213L	22...55	0...0.28	-10...+65	12.0 ±0.20	78	25 (min)	8	
SI-8301L	8...40	0...1.0	-20...+85	5.1 ±0.10	73	25 (typ)	9	
SI-8303L	8.5...40	0...1.0	-20...+85	5.4 ±0.10	73	25 (typ)	9	
SI-8811L	12...30	0.05...0.45	-10...+70	5.0 ±0.25	72	50 (typ)	10	Два выхода, защита от перегрузки по току
		0...-0.05		-5.0 ±0.25	72	50 (typ)	10	
SI-8911L	24...55	0.02...0.3	-10...+60	5.0 ±0.25	65	68 (typ)	10	
		0...-0.1		-5.0 ±0.25	65	68 (typ)	10	
SI-8921L	24...50	0...0.6	-10...+65	5.1 +0.1/-0.15	72	68 (typ)	10	Защита от перегрузки по току
SI-8922L	20...50	0...0.6	-10...+65	5.1 +0.1/-0.15	72	68 (typ)	10	
SI-8401L	7...33	0...0.5	-20...+85	5.0 ±0.20	80	60 (typ)	7	Защита от перегрузки по току, защита от перегрева
SI-8402L	15...33	0...0.4	-20...+85	12.0 ±0.60	88	60 (typ)	7	
SI-8403L	5.3...33	0...0.5	-20...+85	3.3 ±0.13	75	60 (typ)	7	
SI-8405L	18...33	0...0.4	-20...+85	15.0 ±0.75	89	60 (typ)	7	
SI-8406L	10...33	0...0.4	-20...+85	8.0 ±0.40	85	60 (typ)	7	
SI-8501L	7...33	0...1.0	-20...+85	5.0 ±0.20	83	60 (typ)	9	Защита от перегрузки по току, защита от перегрева, мягкий запуск
SI-8502L	15...33	0...1.0	-20...+85	12.0 ±0.60	89	60 (typ)	9	
SI-8503L	5.3...33	0...1.0	-20...+85	3.3 ±0.13	79	60 (typ)	9	
SI-8504L	12...33	0...1.0	-20...+85	9.0 ±0.45	87	60 (typ)	9	
SI-8505L	18...33	0...1.0	-20...+85	15.0 ±0.75	90	60 (typ)	9	

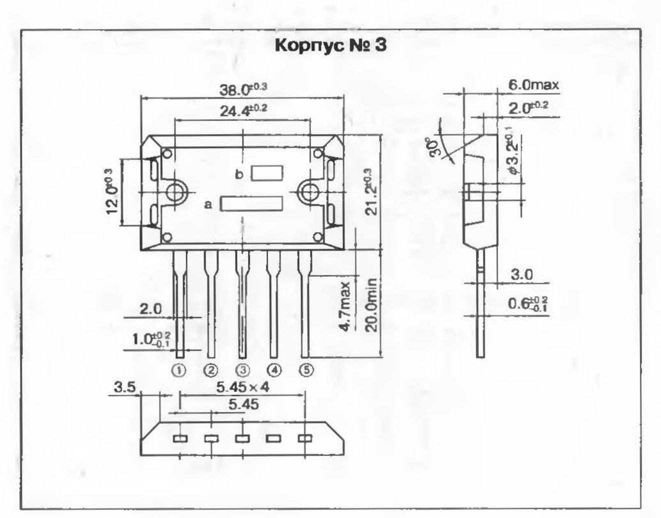
МНОГОКАНАЛЬНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

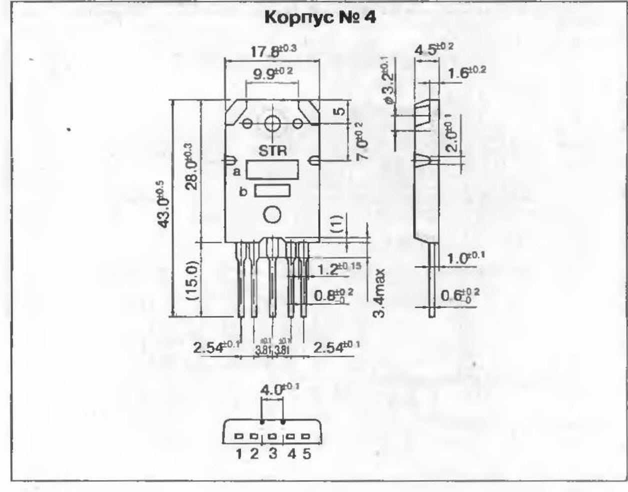
Прибор	Канал	Входное напряжение, В	Выходной ток, А	Рабочая температура, °С	Выходное напряжение, В	Минимальное падение напряжения вход-выход, В	КПД, %	Тип	Корпус	Особенности
SLA3002M	1	7.0...33	0.5	-30...+85	5.0 ±0.25	3.0	80	Импульсный	11	Защита от перегрузки по току и перегрева
	2	17...30	1.0	-30...+85	15.7 ±0.78	1.0	—	Линейный		Регулируемое выходное напряжение (вверх), управление выходом ВКЛ/ВЫКЛ, защита от перегрузки по току, напряжению, температуре
	3	12...33	0.4	-30...+85	9.0 ±0.45	3.0	85	Импульсный		Защита от перегрузки по току и перегрева
SLA3004M	1	7.0...33	0.5	-30...+85	5.0 ±0.25	3.0	80	Импульсный		Защита от перегрузки по току и перегрева
	2	12...33	0.4	-30...+85	9.0 ±0.45	3.0	85			
	3	12...33	0.4	-30...+85	9.0 ±0.36	3.0	85			

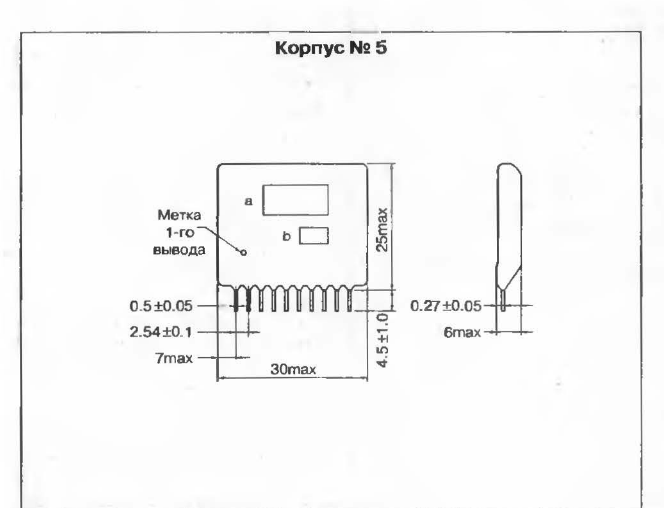
КОРПУСА

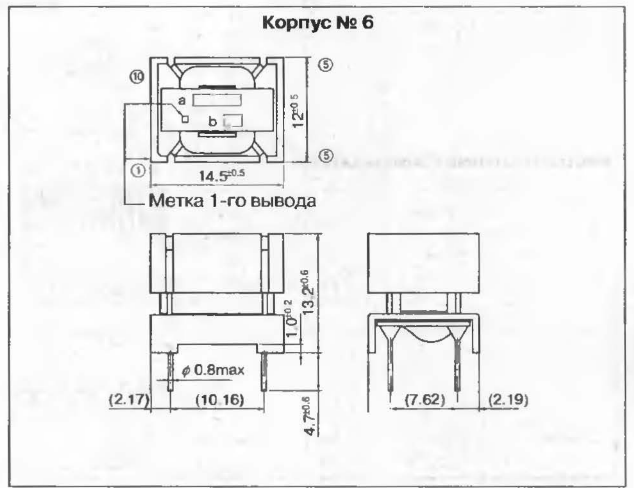

Корпус № 1
3V
2SW
4GND
a
b
1V
8.0±0.5
6.3±0.2
1.0±0.3
3.0±0.2
9.8±0.3
0~0.15
3.6±0.2
4.0max
1.4±0.2


Корпус № 2
φ 3.2±0.2
10.0±0.2
4.2±0.2
2.8±0.2
a
b
0.95±0.15
0.45
3.9±0.7
P1.7±0.7 × 4 = 6.8±0.7
8.2±0.7
(4.3)
1 2 3 4 5

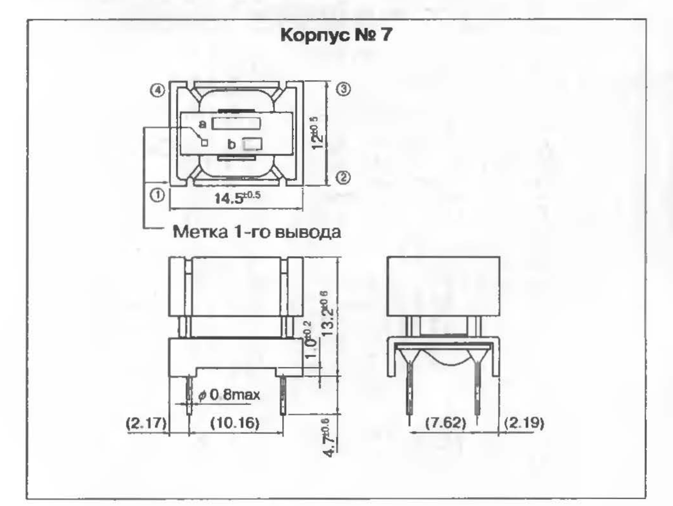

Корпус № 3
38.0±0.3
24.4±0.2
6.0max
2.0±0.2
b
a
3.0
2.0
4.7max
20.0min
① ② ③ ④ ⑤
3.5
5.45 × 4
5.45

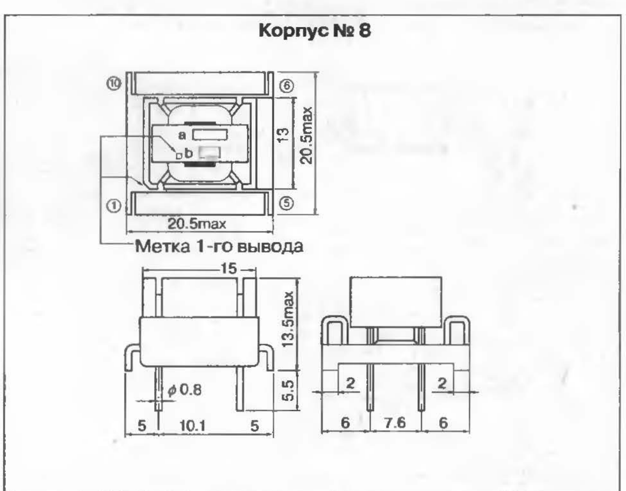

Корпус № 4
17.8±0.3
9.9±0.2
4.5±0.2
1.6±0.2
STR
a
b
1.0±0.1
2.54±0.1
2.54±0.1
4.0±0.1
1 2 3 4 5

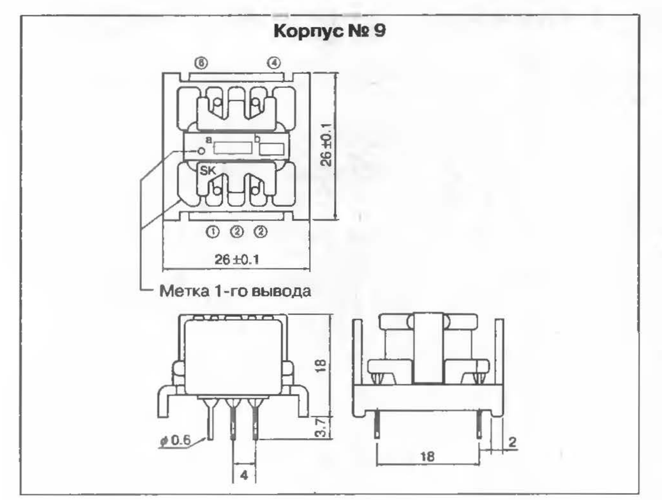

Корпус № 5
a
b
Метка
1-го
вывода
25max
0.5 ±0.05
2.54 ±0.1
7max
30max
4.5 ±1.0
0.27 ±0.05
6max

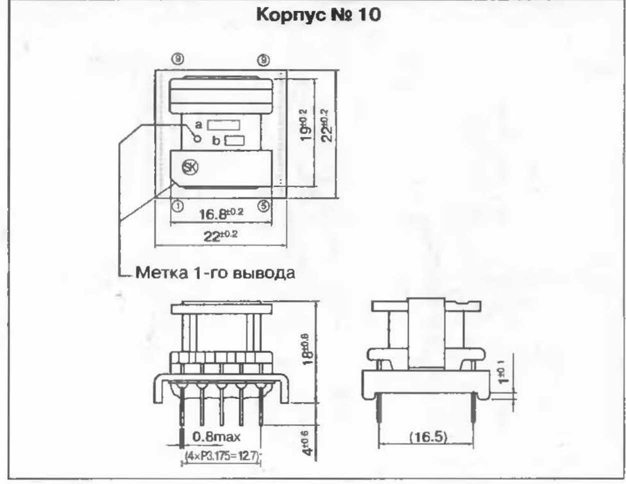

Корпус № 6
⑩
⑤
a
b
①
14.5±0.5
Метка 1-го вывода
φ 0.8max
(2.17)
(10.16)
(7.62)
(2.19)

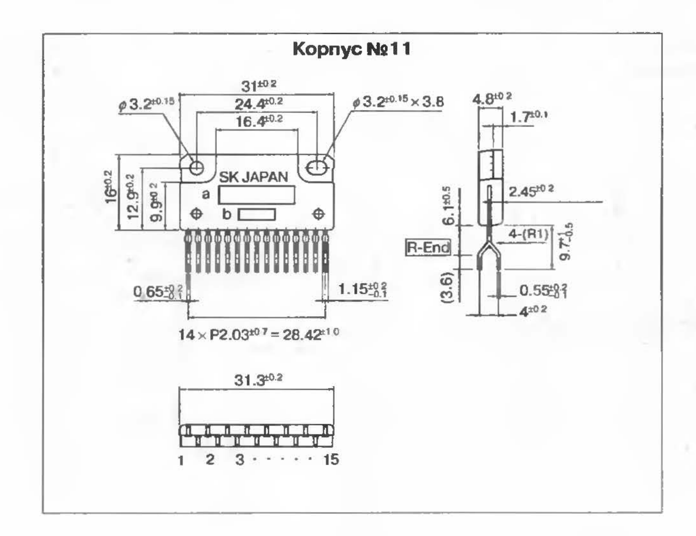
КОРПУСА (ПРОДОЛЖЕНИЕ)



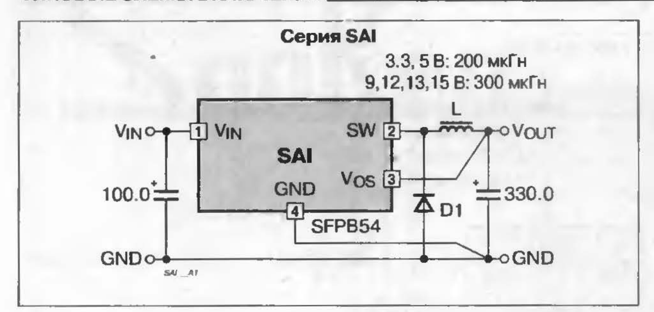


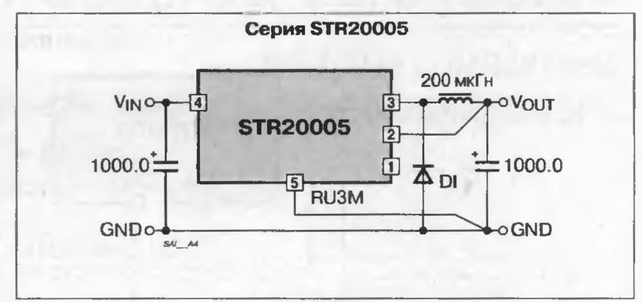


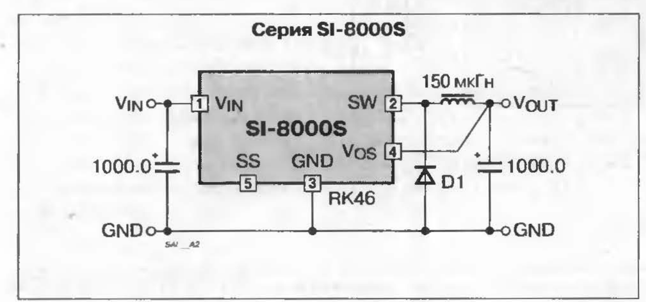


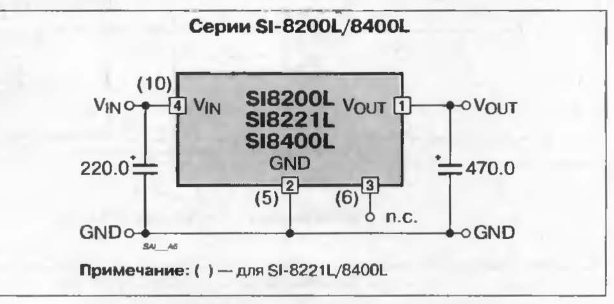


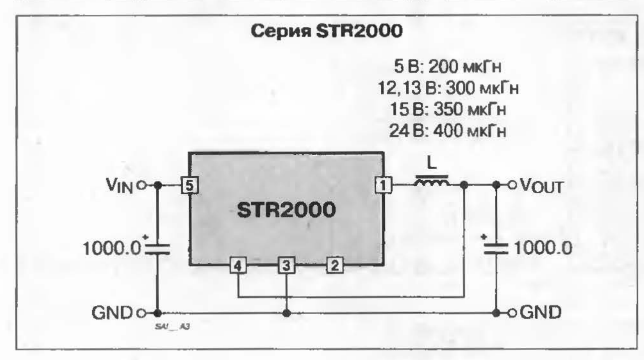
ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

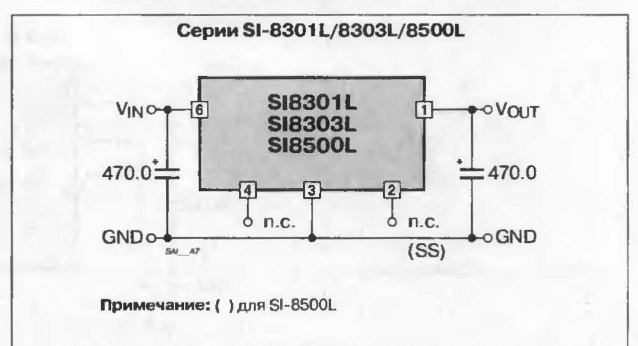




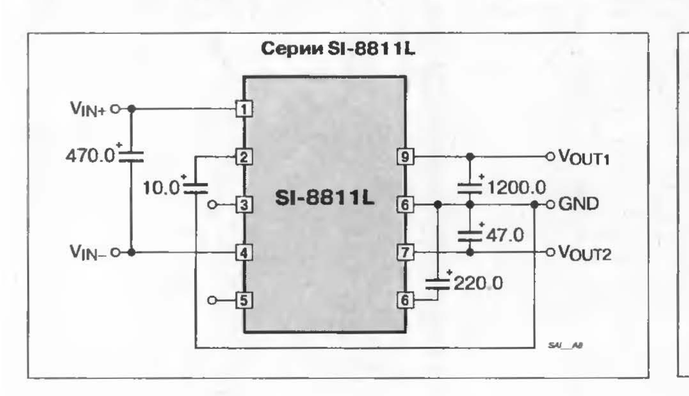


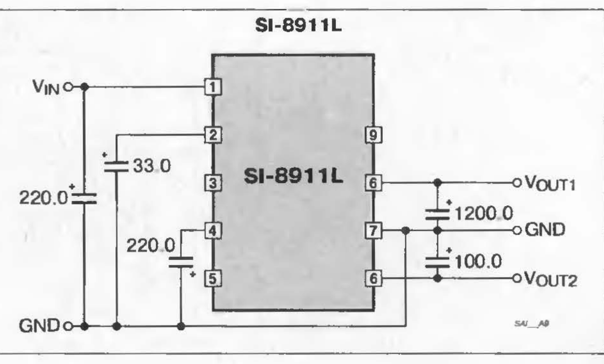






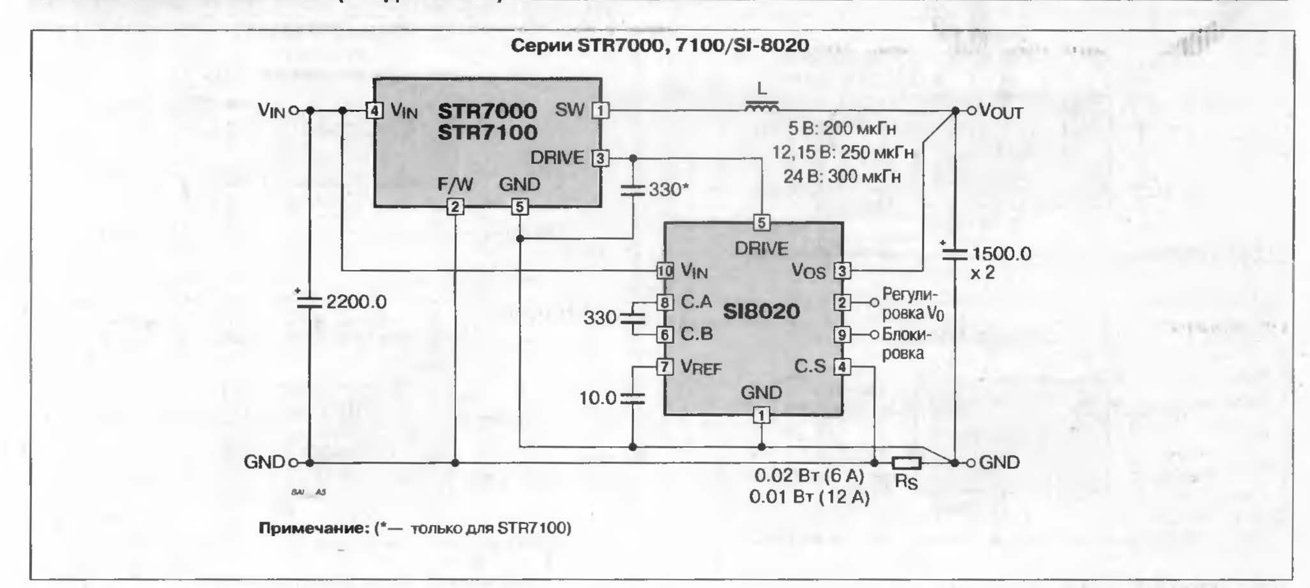
ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

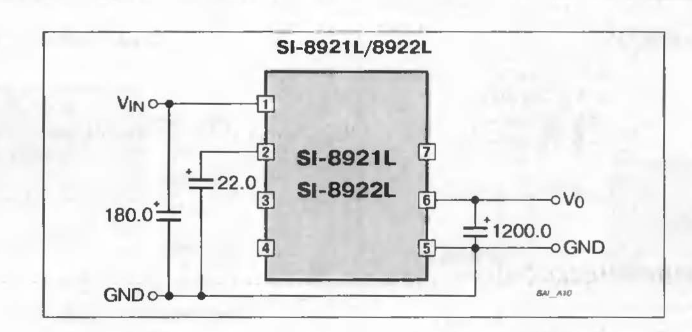




8

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)





SI-8033/50/90/8120/50

МОЩНЫЕ КОМПАКТНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

ОСОБЕННОСТИ

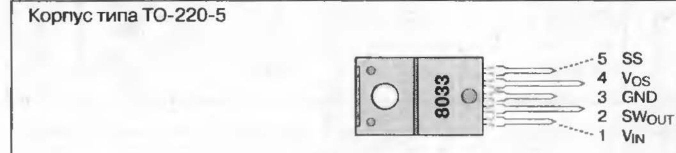
- **Выходной ток .... до 3 А**
- **Компактный корпус, похожий на ТО-220**
- **Требует только 4 внешних компонента**
- **Внутренний делитель обратной связи по напряжению с частотной коррекцией**
- **Мвксимальное входное нвпряжение .... 43 В**
  SI-8033S .... 35 В
- **Генератор .... 60 кГц**
- **Встроенная защита от перегрузки по току и перегрева**
- **Мягкий запуск**

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Параметры при I_0 = 1 А	
	V_0, В	КПД, %
SI8033S	3.3	79
SI8050S	5.0	84
SI8090S	9.0	88
SI8120S	12.0	90
SI8150S	15.0	91

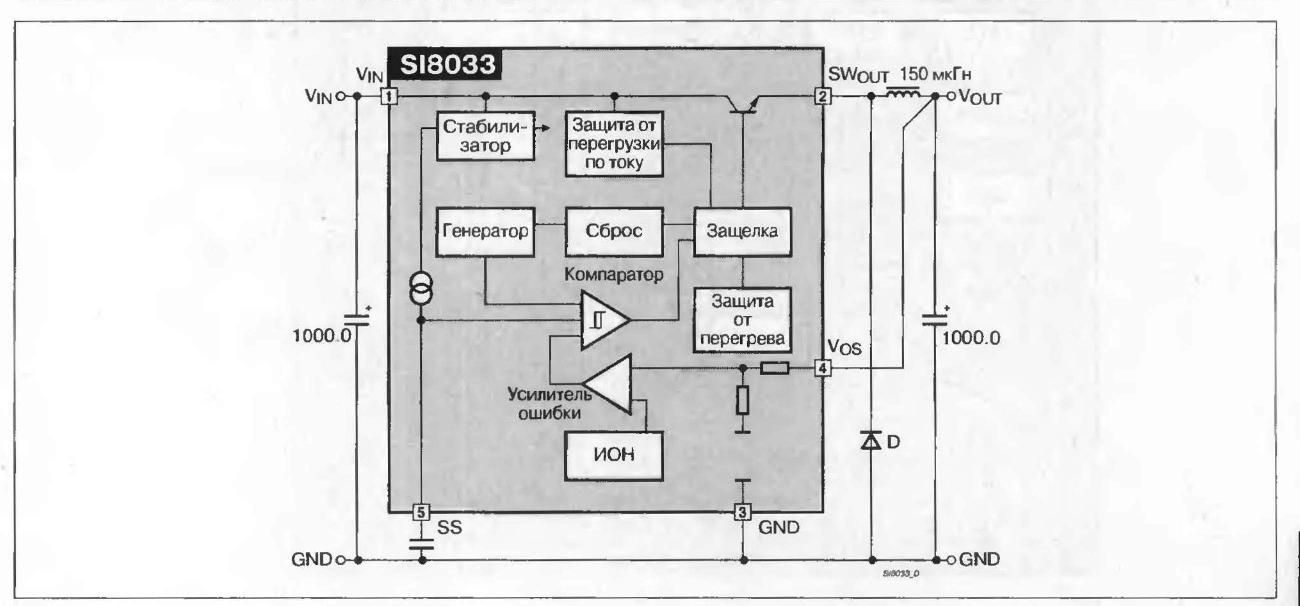
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Корпус типа ТО-220-5



5 SS Конденсатор мягкого запуска
4 V_{OS} Вход обратной связи
3 GND Общий вывод, земля
2 SW_{OUT} Эмиттер ключевого транзистора
1 V_{IN} Вход напряжения питания

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



STR-F6624-76

СЕТЕВЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ С ПОЛЕВЫМ КЛЮЧЕВЫМ ТРАНЗИСТОРОМ

ОСОБЕННОСТИ

- Квазирезонансный режим работы для снижения ЭМИ и повышения КПД
- Дежурный режим с малым энергопотреблением и пониженной частотой
- Обратная связь непосредственно с выхода
- Полная защита от перегрузки по току (без маскирования переднего фронта импульса тока)
- Защита от перенапряжения
- Низкий ток запуска .... < 400 мкА
- Встроенные МОП-транзисторы с защитой от лавинного пробоя
- Внутренняя блокировка с гистерезисом при пониженном напряжении питания
- 5-выводной корпус типа SIP

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	МОП-транзистор		V_{IN}, В	P_O, Вт
	V_{DS}, (В)	$r_{DS}(on)$, Ом (max)		
STR-F6624	450	0.92	100	98
			120	130
STR-F6626	450	0.58	100	145
			120	190
STR-F6624	450	0.35	100	225
			120	290
STR-F6652	650	2.8	85...265	40
			220	86
STR-F6653	650	1.95	85...265	58
			220	120
STR-F6654	650	1.15	85...265	92
			220	190
STR-F6656	650	0.71	85...265	150
			220	300
STR-F6672	900	7.7	220	50
STR-F6674	900	4.49	85...265	28
			220	76
STR-F6676	900	2.81	85...265	44
			220	115

НАЗНАЧЕНИЕ ВЫВОДОВ

Вывод	Символ	Описание
1	OCP/FB	Вход обратной связи, защита от перегрузки по току
2	SOURCE	Исток ключввого транзистора
3	DRAIN	Сток ключевого транзистора
4	V_{IN}	Вход напряжения питания
5	GND	Общий вывод, земля

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

V_{IN} 4
DRAIN 3
STR-F6624
Смещение
UVLO
OVP
Смещение
Триггер защелка
Выходной каскад
TSD
2 SOURCE
Компаратор
0.73 В
1 OCP/FB
Генератор
1.35 мА
INH comp.
1.45 В
C1
R1
Регулировка $I_{OCF/FB}$
5
GND
F6624_B

Примечание:
UVLO — блокировка при пониженном входном напряжении
OVP — защита от перенапряжения
TSD — защита от перегрева

STR-S5703-5708/6703-6709

СЕТЕВЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ С БИПОЛЯРНЫМ КЛЮЧЕВЫМ ТРАНЗИСТОРОМ

ОСОБЕННОСТИ

- Квазирезонансный режим работы для снижения ЭМИ и повышения КПД
- Дежурный режим с малым энергопотреблением
- Обратная связь с дополнительной обмотки трансформатора (5703, 5707, 5708)
- Поцикловая защита по току
- Блокировка при перенапряжении и перегреве
- Ключевые транзисторы третьего поколения с пропорциональным управлением
- Заводская установка максимального времени открытого и закрытого состояния ключа
- Внутренняя блокировка с гистерезисом при пониженном напряжении питания
- 9-выводной корпус типа SIP с встроенным радиатором

НАЗНАЧЕНИЕ ВЫВОДОВ

Вывод	Символ	Описание
1	COLLECTOR	Коллектор ключевого транзитора
2	GND	Общий вывод, земля
3	BASE	База ключевого транзистора
4	SINK	Выход (втекающий ток) схемы управления
5	OCP	Вход компаратора схемы защиты от перегрузки по току
6	INHIBIT	Вход блокировки генератора
7	SENSE	Вход обратной связи
8	DRIVE	Выход (вытекающий ток) схемы управления
9	V_{IN}	Вход напряжения питания

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Выходной ток, А		Выходное напряжение, В
	Постоянный	Пиковый	
STR-S5703	6	12	500
STR-S5707	6	12	850
STR-S5708	7.5	15	850
STR-S6703	6	12	500
STR-S6704	5	10	500
STR-S6707	6	12	850
STR-S6708	7.5	15	850
STR-S6709	10	20	850

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

V_{IN} 9; INHIBIT 6; UVLO; Защита от перенапряжения; Аварийный триггер (R, S, Q); Схема пропорционального управления; 8 DRIVE; 1 к; ИОН; 4 SINK; Защита от перегрева; Генератор; 3 BASE; 1 COLLECTOR; 2 COMMON; SENSE 7; 0.75 В; 1.4 В; –1 В; 5 OCP; 1500; 3300; 5.1 В; STR-S5703; S5703_D

UVLO — блокировка при пониженном входном напряжении

8

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Semtech Corporation:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ SEMTECH CORPORATION

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное/опорное напряжение, В	Выходной ток, мА	Частота, кГц	Максимальный рабочий цикл, %	Применение (преобразователь)	Режим управления	Корпус	Особенности	ЦАП, бит	UVLO	OVP	Ограничение тока	PG	Дежурный режим
ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ С ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКОЙ															
LM2575	4...40	3.3/5/12/ 1.23...35	1000	52	98	Пониж., повыш.		TO-220-7, TO-263-7	Защита от перегрева, дежурный режим с током 50 мкА				+		
LM2576	4...40	3.3/5/12/ 1.23...35	3000	52	98	Пониж., повыш.		TO-220-7, TO-263-7	Защита от перегрева, дежурный режим с током 50 мкА				+		
SC1101	0...7	—/1.25 ±1%	±500	180...220	95	Понижающий	Напряжение	SOP-8	—				+		
ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ БЕЗ ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКИ (КОНТРОЛЛЕРЫ ДЛЯ МАТЕРИНСКИХ ПЛАТ КОМПЬЮТЕРОВ)															
SC1142	12, 5	1.3...3.5	–20...40	до 8000	75	Понижающий	Напряжение	SOP-20	Двухфазный контроллер	5	+		+		
SC1144	12, 5	1.3...3.5	–20...40	до 8000	75	Понижающий	Напряжение	SOP-24	Четырехфазный контроллер	5	+		+		
SC1150	4.2...7	2.0...3.5	±1000	180...220	95	Понижающий	Напряжение	SOP-16	—	4		+	+	+	+
SC1151	4.2...7	1.8...3.5	±1000	180...220	95	Понижающий	Напряжение	SOP-16	—	5		+	+	+	+
SC1152	4.2...7	1.8...3.5	±1000	180...220	95	Синхронный понижающий	Напряжение	SOP-20	—	5		+	+	+	+
SC1154	12	1.3...3.5	±2000 (peak)	180...220	—	Синхронный понижающий	Напряжение	SOP-28	Выбор гистерезиса, буферизованный выход ИОН	5		+	+	+	+
SC1156	4.2...15	1.8...3.5	±1000	180...220	—	Синхронный понижающий	Напряженив	SOP-20	Работа от одного источника 12 В	5		+	+	+	+
SC1157	4.5...7	1.30...2.05/ 1.25 ±1.5%	±1000	125...155	95	Синхронный понижающий	Напряжение	SOP-16	—	4			+		+
SC1158	4.5...7	2.0...3.5/ 1.25 ±1.5%	±1000	125...155	95	Синхронный понижающий	Напряжение	SOP-16	—	4			+		+

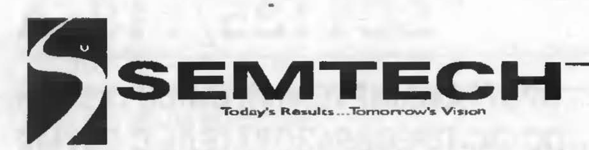
Примечание: UVLO — блокировка при пониженном напряжении; OVP — защита от повышенного напряжения; PG (Power good) — контроль уровня выходного нвпряжения

КОМБИНИРОВАННЫЕ (ИМПУЛЬСНЫЙ + ЛИНЕЙНЫЙ С МАЛЫМ ПАДЕНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ ВХОД-ВЫХОД) СТАБИЛИЗАТОРЫ

Прибор	Входное напряжение, В	ЦАП, бит	Выходное (опорное напряжение), В		Выходной ток, мА	Частота, кГц	Максимальный рабочий цикл, %	Применение (преобразователь)	Режим управления	Корпус	Особенности
			Импульсный	Линейный							
SC1131	1.3...3.5	—	(1.25 ±1%)	1.5/2.5/3.3	1500	180...220	95	Пониж.	Напряжение	TO-220-7	Защита от КЗ и перегрева
SC1132	1.3...3.5	—	(1.25 ±1%)	1.5/2.5/3.3	3000	180...220	95	Пониж.	Напряжение	TO-220-7	Защита от КЗ и перегрева
SC1133	1.3...3.5	—	(1.25 ±1%)	1.5/2.5/3.3	5000	180...220	95	Пониж.	Напряжение	TO-220-7	Защита от КЗ и перегрева
SC1134	1.3...3.5	—	(1.25 ±1%)	1.5/2.5/3.3	7500	180...220	95	Пониж.	Напряжение	TO-220-7	Защита от КЗ и перегрева
SC1162	4.2...7	5	1.3...3.5	1.5	±1000	175...225	95	Синхр. пониж.	Напряжение	SOP-24	"Power good", защита от перенапряжения, дежурный режим, компаратор ограничения тока
SC1163	4.2...7	5	1.3...3.5	Рег. (1.265 ±1%)	±1000	175...225	95	Синхр. пониж.	Напряжение	SOP-24	"Power good", защита от перенапряжения, дежурный режим, компаратор ограничения тока
SC1164	4.5...7	5	1.3...3.5	1.5 + 2.5	±1000	175...225	95	Синхр. пониж.	Напряжение	SOP-24	"Power good", защита от перенапряжения, дежурный режим, компаратор ограничения тока
SC1165	4.5...7	5	1.3...3.5	2 x Рег. (1.265 ±1%))	±1000	175...225	95	Синхр. пониж.	Напряжение	SOP-24	"Power good", защита от перенапряжения, дежурный режим, компаратор ограничения тока
SC1166	4.5...7	5	1.3...3.5	1.5/рег. + 2.5/рег. (1.265 ±1.5%)	±1000	125...160	95	Синхр. пониж.	Напряжение	SOP-24	"Power good", защита от перенапряжения, дежурный режим, компаратор ограничения тока
SC1172	4.2...7	5	1.3...3.5	2 x 1.5	±1000	180...220	95	Синхр. пониж.	Напряжение	SOP-24	"Power good", защита от перенапряжения, дежурный режим, компаратор ограничения тока
SC1173	4.2...7	5	1.3...3.5	2 x Рег. (1.265 ±1%)	±1000	180...220	95	Синхр. пониж.	Напряжение	SOP-24	"Power good", защита от перенапряжения, дежурный режим, компаратор ограничения тока
SC1182	4.2...7	5	1.3...3.5	1.5 + 2.5	±1000	180...220	95	Синхр. пониж.	Напряжение	SOP-24	"Power good", защита от перенапряжения, дежурный режим, компаретор ограничения тока
SC1183	4.2...7	5	1.3...3.5	2 x Рег. (1.265 ±1%)	±1000	180...220	95	Синхр. пониж.	Напряжение	SOP-24	"Power good", защита от перенапряжения, дежурный режим, компаратор ограничения тока
SC1185/A	4.5...7	5	1.3...3.5	1.5/рег. + 2.5/рег. (1.265 ±1.5%)	±1000	125...160	95	Синхр. пониж.	Напряжение	SOP-24	"Power good", защита от перенапряжения, дежурный режим, компаратор ограничения тока

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ БАТАРЕЙНОГО ПИТАНИЯ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	Ток потребления, мкА		Тип преобразователя	Частота, кГц	Корпус	Особенности
				Рабочий	Дежурный режим				
ИНДУКТИВНЫЕ									
SC1578	4...24	Рег.	16/11 Ом	160	20	Понижающий	90...280	SOP-8	Дежурный режим и токочувствительный компаратор
SC1628	4...24	Рег.	15/10 Ом	200	20	Пониж., повыш., инверт.	90...280	SOP-8	Дежурный режим и токочувствительный компаратор
SC1630	1.8...7.0	5/Рег.	–50...80	140	15	Пониж., повыш., инверт.	120	SOP-8	Дежурный режим и схема контроля разряда батареи
SC1631	1.5...7.0	3/3.3/5	800	140	15	Пониж., повыш.	120	SOP-8	Регулируемое ограничение тока, схема контроля разряда батареи
SC1633	1.8...7.0	3/3.3/5	300	140	15	Пониж., повыш.	120	SOP-8	Регулируемое ограничение тока, схема контроля разряда батареи
ИНДУКТИВНЫЕ ИНВЕРТИРУЮЩИЕ									
SC1650	4...24	Рег. (до –40 В)	15/10 Ом	200	20	Инвертирующий	100...320	SOP-8	Режим пониженного энергопотребления
SC1652	2.4...7.0	Рег. (до –40 В)	5/7 Ом	150	2	Инвертирующий	70...160	SOP-8	Режим пониженного энергопотребления
БЕЗЫНДУКТИВНЫЕ									
SC1660	1.5...9.0	$-V_{IN}$/ $2V_{IN}$/ ($V_{IN}/2 + V_{IN}/2$)	90 Ом	70	—	Инвертор, удвоитель, расщепленное (биполярное) питание	10...50	DIP-8, SOP-8	—



SC1158

ПРОГРАММИРУЕМЫЙ СИНХРОННЫЙ DC/DC-КОНТРОЛЛЕР ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ ПРОЦЕССОРОВ

ОСОБЕННОСТИ

- **Хорошее соотношение цена/качество**
- **Возможность работы в синхронном режиме**
- **4-разрядный ЦАП, управляющий выходным напряжением с погрешностью 1%**
- **Отвечает требованиям Intel VRM8.2 для питания процессора Pentium™ II**
- **Точность источника опорного напряжения 1.5%**

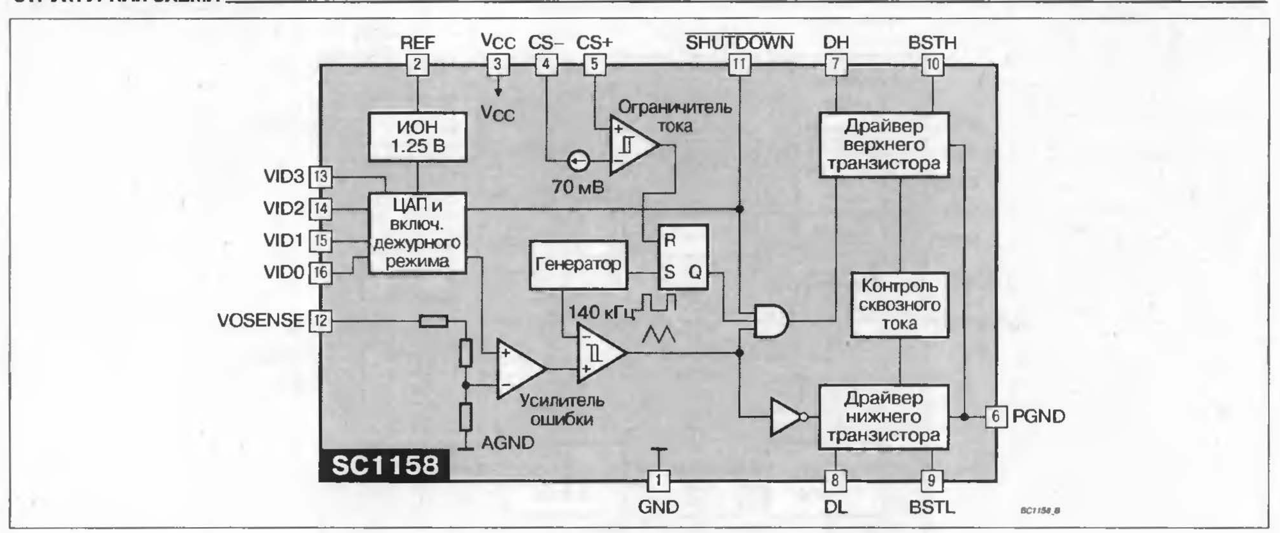
ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- **Источники питания для Pentium™ II, K6-2**
- **Программируемые источники напряжения**
- **Высокоэффективные DC/DC-преобразователи**

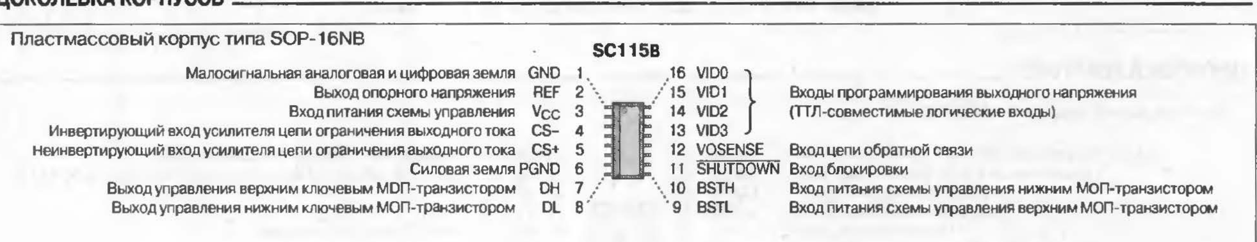
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Контроллер SC1158 является недорогой схемой управления для преобразователей с управлением по напряжению, предназначенной в первую очередь для использования в источниках питания с высокими требованиями по коэффициенту полезного действия. ИС SC1158 содержит 4-разрядный ЦАП, источник опорного напряжения с температурной компенсацией, генератор треугольных импульсов, компаратор ограничителя тока, цепь защиты по току и усилитель ошибки с внутренней компенсацией. Рабочая частота составляет 140 кГц, что обеспечивает оптимальный компромисс между коэффициентом полезного действия, размерами внешних элементов и ценой.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинвл	Корпус	Температурный диапазон, °C
SC1158CS	SOP-16NB (150 mil)	0...+125
SC1158CSTR	SOP-16NB (150 mil) на ленте в бобине	0...+125

8

SC1185/1185A

ПРОГРАММИРУЕМЫЙ СИНХРОННЫЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ДВУМЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМИ ЛИНЕЙНЫМИ СТАБИЛИЗАТОРАМИ

ОСОБЕННОСТИ

- **Синхронный режим работы, исключающий необходимость использования радиаторов**
- **КПД ключевой схемы 95%**
- **5-разрядный ЦАП для программирования выходного напряжения**
- **Отвечает требованиям к источникам питания для Intel Pentium II**
- **Выходные напряжения линейных стабилизаторов 1.5 и 2.5 В с погрешностью 1%**
- **Источник опорного напряжения .... 1.265 В ±1.5%**

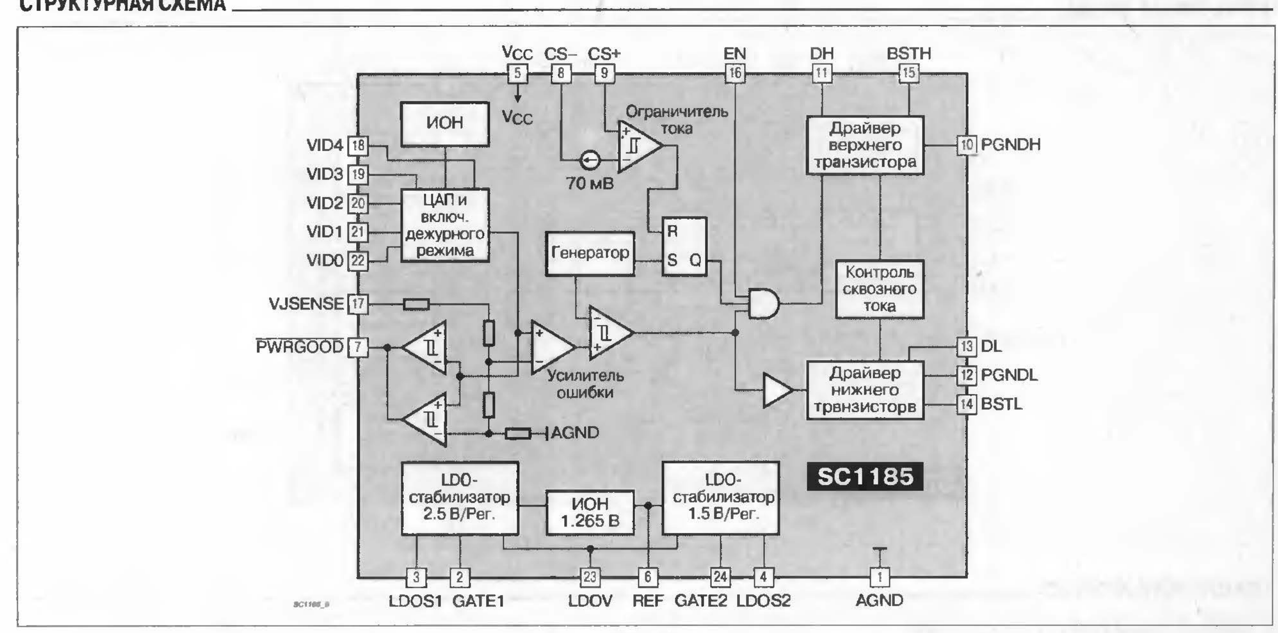
ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- **Источники питания микропроцессоров .... 1.3...3.5 В**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

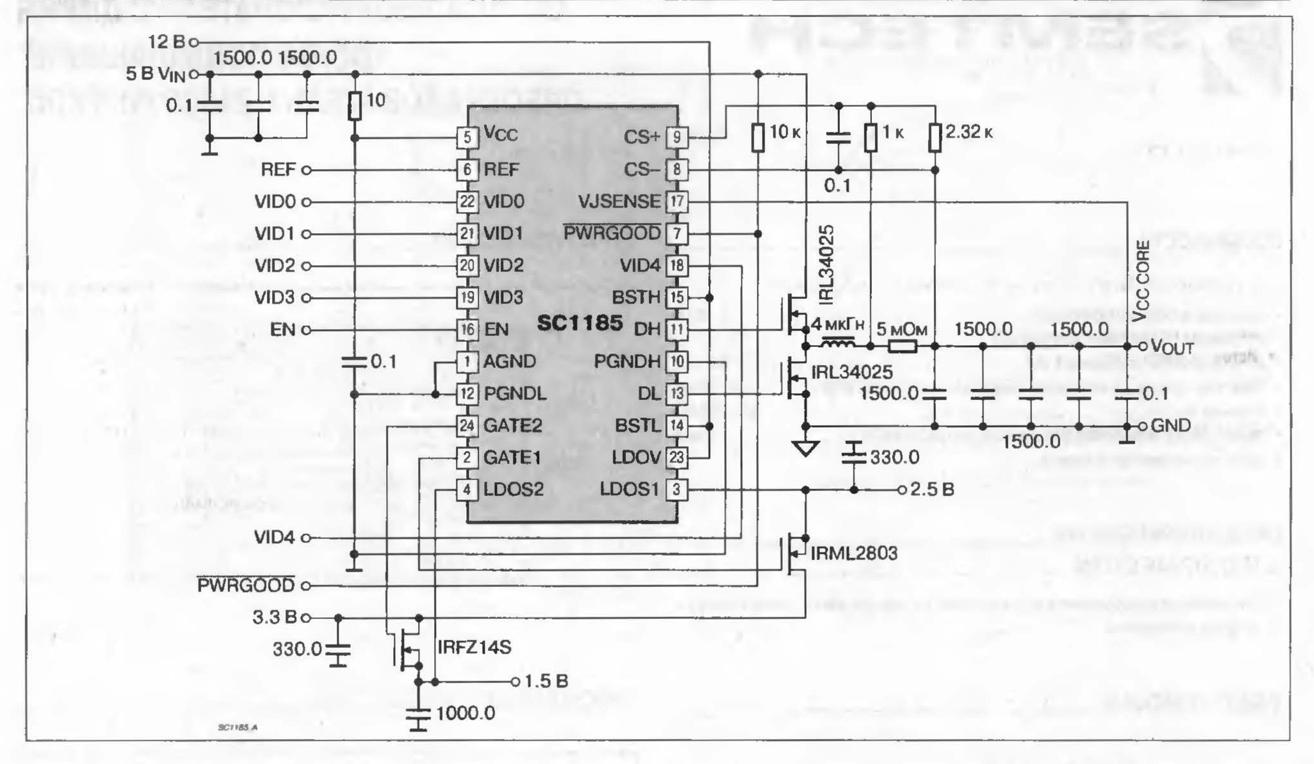
Микросхема SC1185/1185A включает в себя синхронный импульсный преобразователь с управлением по напряжению и два линейных стабилизатора с малым падением напряжения вход-выход (LDO), что обеспечивает получение трех напряжений, необходимых для питания перспективных процессоров, таких, как Pentium II. Ключевая часть ИС SC1185 состоит из 5-разрядного ЦАПа, поимпульсного ограничителя выходного тока и управляемого логическими сигналами узла обеспечения дежурного режима. Рабочая частота — 140 кГц, что обеспечивает оптимальный компромисс между размерами, КПД и ценой в указанных областях применения. Встроенный ЦАП обеспечивает возможность программирования выходного напряжения в пределах от 2.0 до 3.5 В с дискретностью 100 мВ и от 1.30 до 2.05 В с дискретностью 50 мВ без использования внешних элементов.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Выходное напряжение LDO1/LDO2, В	Температурный диапазон, °C
SC1185CSW	SOP-24	1.5/2.5	0...+125
SC1185CSWTR	SOP-24 (лента и бобина)	1.5/2.5	0...+125
SC1185ACSW	SOP-24	1.5/2.5	0...+125
SC1185ACSWTR	SOP-24 (лента и бобина)	1.5/2.5	0...+125

Примечание:
SC1185A отличается меньшими допусками выходного напряжения

SC1628

DC/DC ПОВЫШАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ВЫСОКИМ КПД

ОСОБЕННОСТИ

- Диапазон входных напряжений ... 4...24 В
- Регулируемое выходное напряжение
- Собственный потребляемый ток ... 100 мкА
- ЧИМ с пропусканием импульсов обеспечивает высокий КПД ... 95% (max)
- Рабочая частота ... 90...250 кГц
- Энергосберегающий дежурный режим, потребляемый ток ... 8 мкА
- Двухтактный выходной каскад

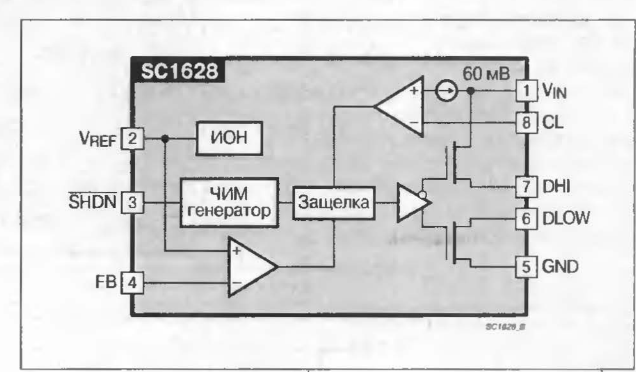
ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- Повышающие преобразователи в переносных и портативных вычислительных и связных устройствах

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема SC162B предназначена для управления внешним ключом в повышающих преобразователях напряжения. В типовых схемах источников питания для ЖКИ и прграммирования флэш-памяти КПД достигает 85...95%. Выходное напряжение устанавливается с помощью двух внешних резисторов. SC1628 идеально подходит для оборудования с батарейным питанием (компьютеры Notebook и т.д.).

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
SC1628CS	SOP-8
SC1628CSTR	SOP-8 (лента и бобина)

НАЗНАЧЕНИЕ ВЫВОДОВ

Вывод	Обозначение	Назначение
1	V_{IN}	Входное напряжение (от 4 до 24 В)
2	V_{REF}	Выход опорного напряжения 1.22 В. Ток нагрузки до 250 мкА. Шунтирующий конденсатор 0.047 мкФ
3	SHDN	Вход включения дежурного режима. Нормальная работа при напряжении более 1.5 В, дежурный режим — при заземлении этого входа. Вывод не должен быть свободным и на него не должно подаваться более 15 В. В дежурном режиме выводы DLOW и DHI имеют НИЗКИЙ потенциал
4	FB	Вход обратной связи
5	GND	Силовая земля
6	DLOW	Выход схемы управления транзистором нижнего ключа
7	DHI	Выход схемы управления транзистором верхнего ключа. При использовании в качестве ключа МОП-транзистора выводы DLOW и DHI соединяются между собой и с затвором ключа. При использовании в качестве ключа *n-p-n*-транзистора, его база соединяется с этим выводом через резистор, значение которого определяется входным напряжением и коэффициентом усиления транзистора
8	CL	Вход ограничения тока. Пороговое напряжение на 60 мВ ниже значения V_{IN}

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпуо типа SOP-8

SC1628

Назначение	Обозначение	Вывод	Вывод	Обозначение	Назначение
Входное напряжение	V_{IN}	1	8	CL	Вход ограничения тока
Выход опорного напряжения 1.22 В	V_{REF}	2	7	DHI	Выход схемы управления транзистором верхнего ключа
Вход включения дежурного режима	SHDN	3	6	DLDW	Выход схемы управления транзистором нижнего ключа
Вход обратной связи	FB	4	5	GND	Силовая земля

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Источник напряжения смещения для цветных ЖКИ

Зависимость КПД от тока нагрузки

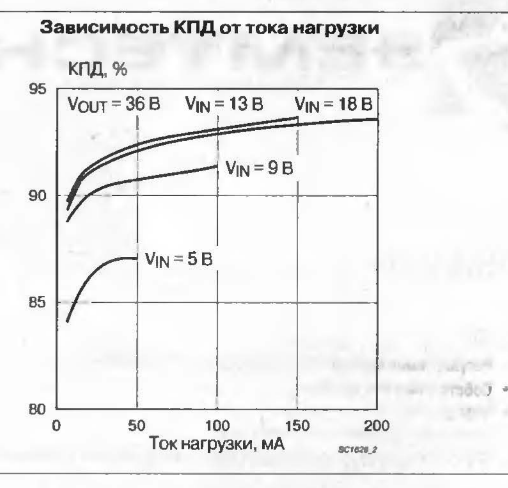
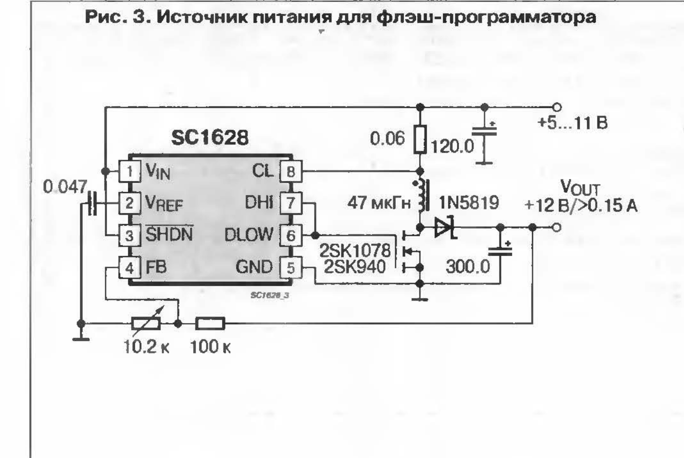


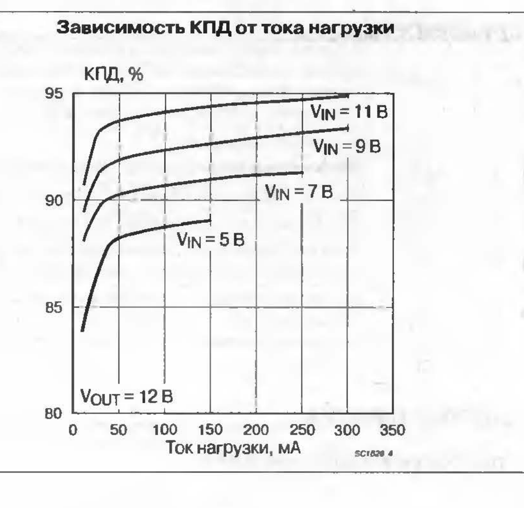
Рис. 2. Источник напряжения 5 В с питанием от линии связи –48 В

Заависимость КПД от тока нагрузки

Рис. 3. Источник питания для флэш-программатора



Зависимость КПД от тока нагрузки



8

SC1631

НИЗКОВОЛЬТНЫЙ ПОВЫШАЮЩИЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

ОСОБЕННОСТИ

- **КПД .... до 90%**
- **Энергосберегающий дежурный режим, ток потребления .... 7 мкА**
- **Встроенный ключ на 2 А**
- **Рабочая частота .... 120 кГц**
- **Регулируемое ограничение тока ключа**
- **Встроенный детектор чрезмерного снижения питающего напряжения**

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- **Портативные компьютеры**
- **Пейджеры**
- **Батарейные преобразоатели напряжения**

ТИПОНОМИНАЛЫ

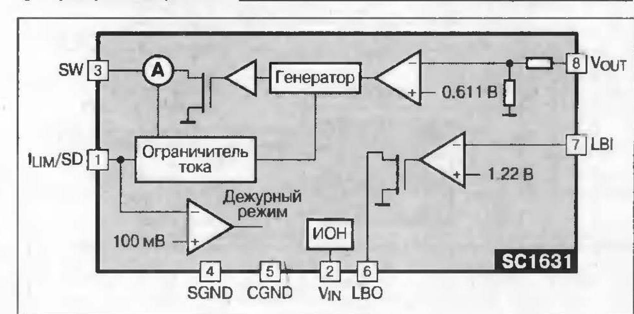
Типономинал	Выходное напряжение, В	Корпус
SC1631CS	3.3	SOP-8
SC1631-3CS	3.0	SOP-8
SC1631-5CS	5.0	SOP-8

Примечание: при поставке на ленте и бобине добавляется суффикс TR

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема SC1631 представляет собой высокоэффективный повышающий преобразователь с КПД свыше 87% при токе нагрузки 100 мА и входном напряжении от 2.2 до 3 В. Для программирования уровня ограничения тока используется внешний резистор. Детектор снижения питающего напряжения может быть использован в качестве линейного стабилизатора напряжения или в качестве контроллера прерывистого режима (с чередованием нормальной работы и дежурного режима), который обеспечивает чрезвычайно низкий рабочий ток. Рекомендуемое значение индуктивности — от 25 до 50 мкГн.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ОПИСАНИЕ ВЫВОДОВ

Вывод	Обозначение	Описание
1	I_{LIM}/SD	1. При соединении с выводом V_{IN} резистором вывод служит для установки уровня ограничения мкксимального тока ключа. Это обеспечивает защиту ИС и дросселя а также повышает КПД и снижает пульсации выходного напряжения. Вместе с тем, выходной ток ограничивается другим резистором (см. схемы применения). Если ограничение тока ключа не требуется, то вывод I_{LIM}/SD должен быть соединен с выводом V_{IN}. 2. Если вывод I_{LIM}/SD соединен с землей, то ИС переходит в дежурный режим с потреблением тока менее 10 мкА
2	V_{IN}	Вход напряжения питания
3	SW	Вывод стока ключевого транзистора. Соединяется с дросселем и диодом
4	SGND	Вывод истока ключевого транзистора. Соединяется с землей
5	CGND	Общий вывод цепей управления ИС. Во избежание сбоев соединяется с землей отдельно от вывода SGND
6	LBO	Открытый сток выходного транзистора в схеме контроля питающего напряжения. Во включенном состоянии при V_{IN} = 2 В сопротивление канала составляет 45 Ом. Включение транзистора происходит при напряжении на выводе LBI ниже 1.22 В
7	LBI	Инвертирующий вход схемы контроля питающего напряжения. Неинвертирующий вход внутренне соединен с опорным источником 1.22 В
8	V_{OUT}	Вход обратной связи схемы управления

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-8

SC1631

Назначение	Вывод		Вывод	Назначение
Ограничение тока/блокировка	I_{LIM}/SD 1		8 V_{OUT}	Вход обратной связи схемы управления
Вход напряжения питания	V_{IN} 2		7 LBI	Инвертирующий вход схемы контроля напряжения
Вывод стока ключевого транзистора	SW 3		6 LBO	Выход схемы контроля напряжения
Вывод истока ключевого транзистора	SGND 4		5 CGND	Общий вывод схемы управления

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Типовая схема применения

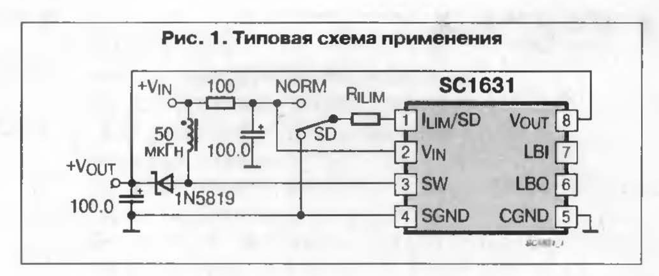


Рис. 2. Повышающий преобразователь с питанием от одного элемента и выходным напряжением 3.0 В

+3 В
+VIN
100
47 мкГн
10.0
SC1631
1 ILIM/SD
2 VIN
3 SW
4 SGND
VOUT 8
LBI 7
LBO 6
CGND 5
1N5819
10.0

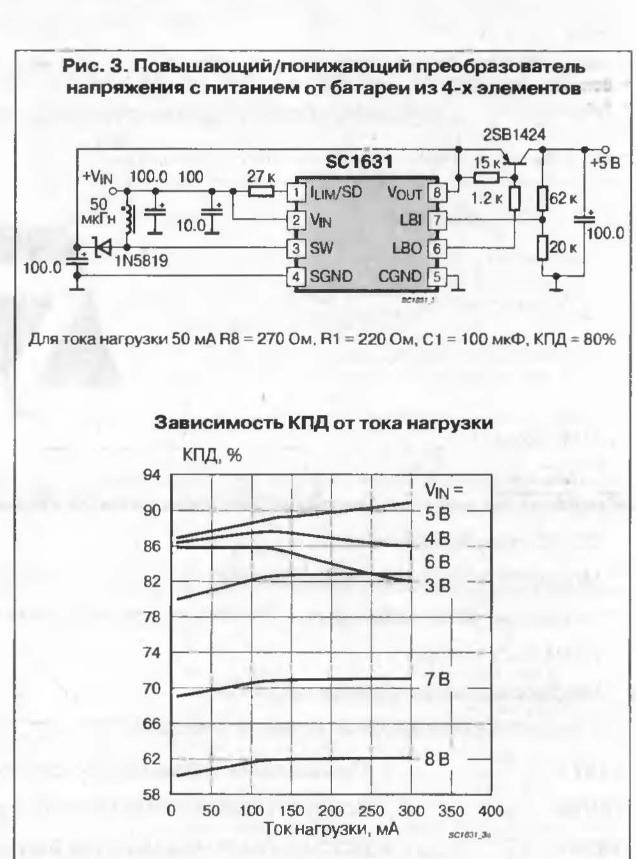
Зависимость КПД от тока нагрузки

КПД, %

VIN = 1.6 В, 1.4 В, 1.2 В, 1.0 В

Ток нагрузки, мА

Рис. 3. Повышающий/понижающий преобразователь напряжения с питанием от батареи из 4-х элементов



Для тока нагрузки 50 мА R8 = 270 Ом, R1 = 220 Ом, C1 = 100 мкФ, КПД = 80%

8

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы ST Microelectronics

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ ST MICROELECTRONICS

DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Прибор	Выходное (опорное) напряжение, В	Выходной ток, мА	Входное напряжение, В	Ток потребления		Рабочая частота, кГц	Корпус	Особенности
				Рабочий, мА	Дежурный, мкА			
MC34063A	(1.25 ±2%)	1500	3...40	4	—	100	SOP-8	—
ST662A	12 ±5%	50	4.5...5.5	0.5	10	400	DIP-8, SOP-8	Накачка заряда
ST755	–5 ±5%	200	2.7...11	3.5	100	160	DIP-8, SOP-8	Мягкий запуск, низкий шум
L4992	3.3	200	5.5...25	1.35	120	200/300	TQFP-32	Контроль пониженного и повышенного напряжения, защита от перегрева, раздельная блокировка, контроль выходного напряжения
	5.1	200						
	12 (лин.)	120						

МОЩНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

Прибор	Выходное напряжение, В	Входное напряжение, В	Выходной ток, А	Корпус
L296/P	5.1...40	9...50	4	HZIP-15
L4960	5.1...40	9...50	2.5	HZIP-7
L4962	5.1...40	9...50	1.5	HDIP-16
L4963	5.1...36	9...46	1.5	HDIP-18, SOP-20
L4964	5.1...28	9...36	4	HZIP-15
L4970/A	5.1...40	15...50	10	HZIP-15
L4971	3.3...40	8...55	1.5	DIP-8, SOP-16
L4972A	5.1...40	15...50	2	DIP-20, SOP-20
L4973D3.3	3.3	8...55	3.5	HDIP-18
L4973D5.1	5.1	8...55	3.5	HDIP-18
L4973V3.3	3.3	8...55	3.5	SOP-20
L4973V5.1	5.1	8...55	3.5	SOP-20
L4974A	5.1...40	15...50	3.5	DIP-20
L4975A	5.1...40	15...50	5	HZIP-15
L4976	3.3...50	8...55	1	SOP-16W
L4977A	5.1...40	15...50	7	HZIP-15
L4978	3.3...40	8...55	2	DIP-8, SOP-16W

ГИБРИДНЫЕ МИКРОСХЕМЫ СЕРИИ VIPower (КОНТРОЛЛЕР + КЛЮЧ)

Прибор	Напряжение питания, В	Напряжение стока, В	R_{DS}(on), Ом	Выходной ток, А	Выходная мощность, Вт	Корпус
VIPer20	10...15	620	16	0.5	20	DIP-8, HZIP-5, HSOP-10
VIPer20A	10...15	700	18	0.5	20	DIP-8, HZIP-5, HSOP-10
VIPer20B	10...15	400	8.7	1.3	20	HZIP-5, HSOP-10
VIPer31SP	8	600	6.5	1	30	HSOP-10
VIPer50	10...15	620	5	1.5	50	HZIP-5, HSOP-10
VIPer50A	10...15	700	5.7	1.5	50	HZIP-5, HSOP-10
VIPer100	10...15	620	2.5	3	100	HZIP-5, HSOP-10
VIPer100A	10...15	700	2.8	3	100	HZIP-5, HSOP-10

ШИМ КОНТРОЛЛЕРЫ

Управление по току

Прибор	Напряжение запуска/останова, В	Опорное напряжение, В	Выходной ток, А	Ток запуска, мА	Рабочая частота, кГц	Максимальный рабочий цикл, %	Дежурный режим	Мягкий запуск	UVLO	OVP	Защита от перегрузки по току	LEB	Внешняя синхронизация	Корпус	Описание
L4990	16/10	5 ±1.5%	1	0.45	1000	100/50		+	+		+	100 нс	+	DIP-16, SDP-16	Контроллер первичной цепи
L4990A	8.4/7.6	5 ±1.5%	1	0.45	1000	100/50		+	+		+	100 нс	+	DIP16	Контроллер первичной цепи
L5991	15/10	5 ±1.5%	1.5 (peak)	0.14	1000	100/50	+	+	+		+	100 нс	+	DIP-16, SOP-16	Контроллер первичной цепи
L5991A	8.4/7.6	5 ±1.5%	1.5 (peak)	0.14	1000	100/50	+	+	+		+	100 нс	+	DIP-16	Контроллер первичной цепи
L5993	15/10	5 ±1.5%	1.5 (peak)	0.14	1000	100/50	+	+	+		+	100 нс	+	DIP-16, SOP-16	Контроллер постоянной мощности
UC1842/2842/3842	16/10	5	±1.0	0.5	52	100			+		+			DIP-8, SOP-8	ШИМ-модулятор
UC1843/2843/3843	8.5/7.9	5	±1.0	0.5	52	100			+		+			DIP-8, SOP-8	ШИМ-модулятор
UC1844/2844/3844	16/10	5	±1.0	0.5	52	50			+		+			DIP-8, SOP-8	ШИМ-модулятор
UC1845/2845/3845	8.5/7.9	5	±1.0	0.5	52	50			+		+			DIP-8, SDP-8	ШИМ-модулятор

Управление по напряжению

Прибор	Напряжение питания, В	Опорное напряжение, В	Выходной ток, А	Ток потребления, мА	Рабочая частота, кГц	Максимальный рабочий цикл, %	Дежурный режим	Мягкий запуск	UVLO	OVP	Защита от перегрузки по току	LEB	Внешняя синхронизация	Корпус	Описание
L9610C/11C	6...16.5	3.5 ±0.2	—	—	—	—								DIP-16, SOP-16	ШИМ контроллер для галогенных ламп
SG1524/2524/3524	8...40	5	0.1	10	300	45	+				+			DIP-16, SOP-16	ШИМ-модулятор, несим./двухтактный выход
SG1525A/2525A/3525A	8...35	5.1	0.5	20	120...400	49		+	+		+		+	DIP-16, SOP-16	ШИМ контроллер, сдвоенный с выходной логикой ИЛИ-НЕ
SG1527A/2527A/3527A	8...35	5.1	0.5	20	120...400	49		+	+		+		+	DIP-16, SOP-16	ШИМ контроллер, сдвоенный с выходной логикой ИЛИ

КОРРЕКТОРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Прибор	Напряжение питания/порог запуска, В	Опорное напряжение, В	Выходной ток, А	Ток запуска, мА	Тотемный выход	Мягкий запуск	UVLO	OVP	Защита от перегрузки по току	Внешняя синхронизация	Корпус
L4981A	19.5 (max)	5.1 ±2%	–2...1.5	0.5	+	+	+	+	+	+	DIP-20, SOP-20
L4981B	19.5 (max)	5.1 ±2%	–2...1.5	0.5	+	+	+	+	+	+	DIP-20, SOP-20
L6560	11...18/14.5	2.5 ±0.04	±0.4	0.5	+		+	+			DIP-8, SOP-8
L6560A	11...18/12	2.5 ±0.04	±0.4	0.5	+		+	+			DIP-8, SOP-8
L6561	11...18/12	2.5 ±1.5	±0.4	0.09	+		+	+			DIP-8, SOP-8

КОНТРОЛЛЕРЫ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Прибор	Напряжение запуска/останова, В	Опорное напряжение, В	Выходной ток, А	Ток запуска, мА	Рабочая частота, кГц	Максимальный рабочий цикл, %	Дежурный режим	Мягкий запуск	UVLO	OVP	Защита от перегрузки по току	Внешняя синхронизация	Корпус
TDA4605	12/5	3	1.5 (peak)	0.8	—	—		+	+	+	+		DIP-8, SOP-8
TEA2018A	6/4.9	2.4	1.0 (peak)	1.6	30 (typ)	70			+		+	+	DIP-8
TEA2261	10.3/7.4	2.49 ±0.15	1.2/–2	1.4	10...100	70	+	+	+	+	+		DIP-16
TEA2262	11.8/8.5	2.49 ±0.15	±1.0	0.5	10...150	70	+	+	+	+	+		DIP-16
TEA5170	—	2 ±5%	0.06/–0.11	—	12...250	—		+	+			+	DIP-8

Примечание:
UVLO — блокировка при пониженном напряжении;
OVP — защита от повышенного напряжения;
LEB — маскирование переднего фронта импульса тока

L4971

ПОНИЖАЮЩИЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ НА ТОК 1.5 А

ОСОБЕННОСТИ

- Входное напряжение .... 8...55 В
- Перестраиваемое выходное напряжение .... 3.3...40 В
- Опорное напряжение .... 3.3 В ±1 %
- Перестраиваемая частота преобразования .... до 500 кГц
- Поцикловое ограничение тока
- Защита от разрыва обратной связи
- Защита от перегрева
- Мягкий запуск

ТИПОНОМИНАЛЫ

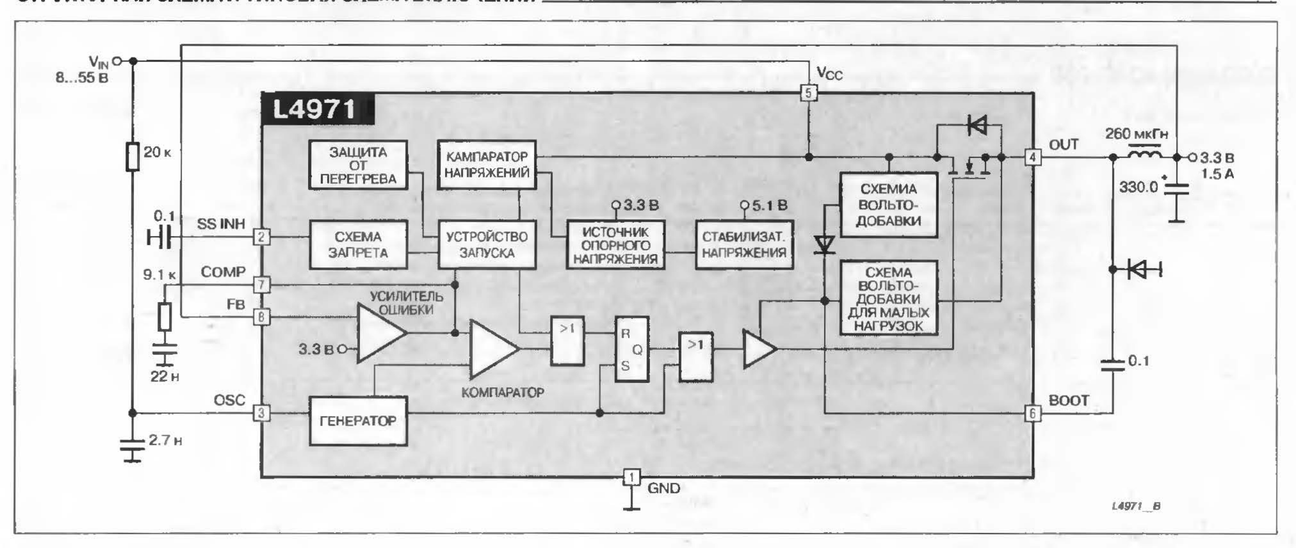
Типономинал	Корпус	Рассеиваемая мощность (при 60°C), Вт
L4971	DIP-8	1
L4971D	SOP-16W	0.8

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

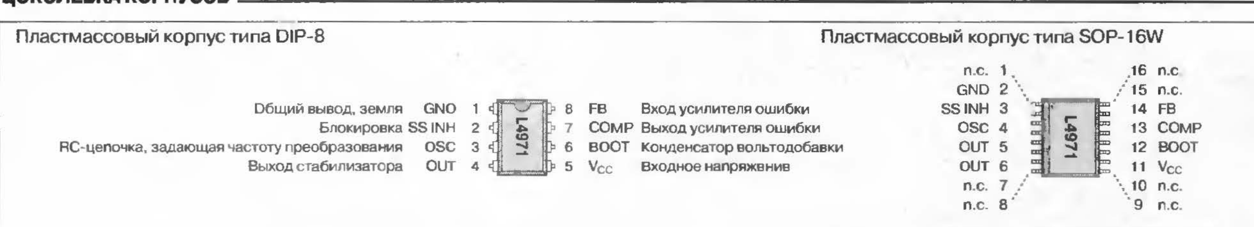
Интегральная схема L4971 выполнена по BCD-технологии и представляет собой понижающий стабилизатор напряжения с внешним ключевым ДМОП-транзистором, который имеет высокую скорость переключения и низкое сопротивление в открытом состоянии 0.25 Ом.

Стабилизатор выполнен на основе широтно-импульсного модулятора, состоящего из генератора, компаратора и RS-триггера со связующей логикой. Выходной каскад модулятора согласует выход логических схем с ДМОП-транзистором и состоит из согласующего усилителя и каскадов вольтодобавки. Накопление энергии вольтодобавки производится во внешнем конденсаторе, подключаемом к выводу BOOT. Отключение модулятора производится подачей на вход INH потенциала земли (GND). Емкость конденсатора на выводе INH задает время запуска стабилизатора. Ее величина выбирается в зависимости от индуктивности катушки L, входного напряжения и частоты преобразования. Частота преобразования определяется RC-цепочкой, подключаемой к выводу OSC.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



L5993

КОНТРОЛЛЕР ПОСТОЯННОЙ МОЩНОСТИ СЕТЕВОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

ОСОБЕННОСТИ

- ШИМ с управлением по току (ДОСТ)
- Перестраиваемая частота преобразования .... до 1 МГц
- Малый ток покоя .... < 140 мкА
- Постоянная выходная мощность
- Большой выходной ток управления внешним МОП-транзистором .... 1 А
- Подавление сдвоенных импульсов
- Маскирование переднего фронта импульса тока .... 100 нс
- Программируемый мягкий запуск
- Напряжение запуска.. 14...16 В

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
L5993	DIP-16
L5993D	SOP-16N

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема L5993 разработана для применения в сетевых источниках питания мониторов с несколькими режимами синхронизации. Схема предназначена для работы в качестве преобразователя или контроллера преобразователя напряжения с фиксированной частотой преобразования и управлением по току импульса. Ее основой является широтно-импульсный модулятор, дополненный устройством "постоянной мощности".

Эффект "постоянной мощности" достигается благодаря изменению порога срабатывания ШИМ-компаратора в зависимости от тока импульса. Изменение порога производится таким образом, чтобы поддерживать примерно одинаковую мощность, вырабатываемую источником, независимо от частоты преобразования. Это достигается путем ограничением напряжения на выходе усилителя ошибки величиной, которая уменьшается с ростом частоты сигнала на выводе 1 (SYNC). Требуемое для этого преобразование частоты в напряжение производится детектированием максимумов пилообразного напряжения в генераторе. Для того требуется только один внешний конденсатор, подключаемый к выводу C-POWER.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-16

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вход синхронизации	SYNC	1	16	C-POWER	Конденсатор пикового детектора
Частотозадающая RC-цепочка тактового генератора	RCT	2	15	DC-LIM	Вход ограничения рабочего цикла
Управление дежурным циклом	DC	3	14	DIS	Блокировка
Опорное напряжение 5 В	V_R	4	13	I_{SEN}	Токоизмерительный вход ШИМ
Инвертирующий вход усилителя ошибки	FB	5	12	SGND	Общий вывод слаботочных цепей
Выход усилителя ошибки	COMP	6	11	PGND	Общий вывод сильноточных цепей
Конденсатор мягкого запуска	SS	7	10	OUT	Выход
Напряжение питания	V_{CC}	8	9	V_C	Напряжение питания выходного каскада

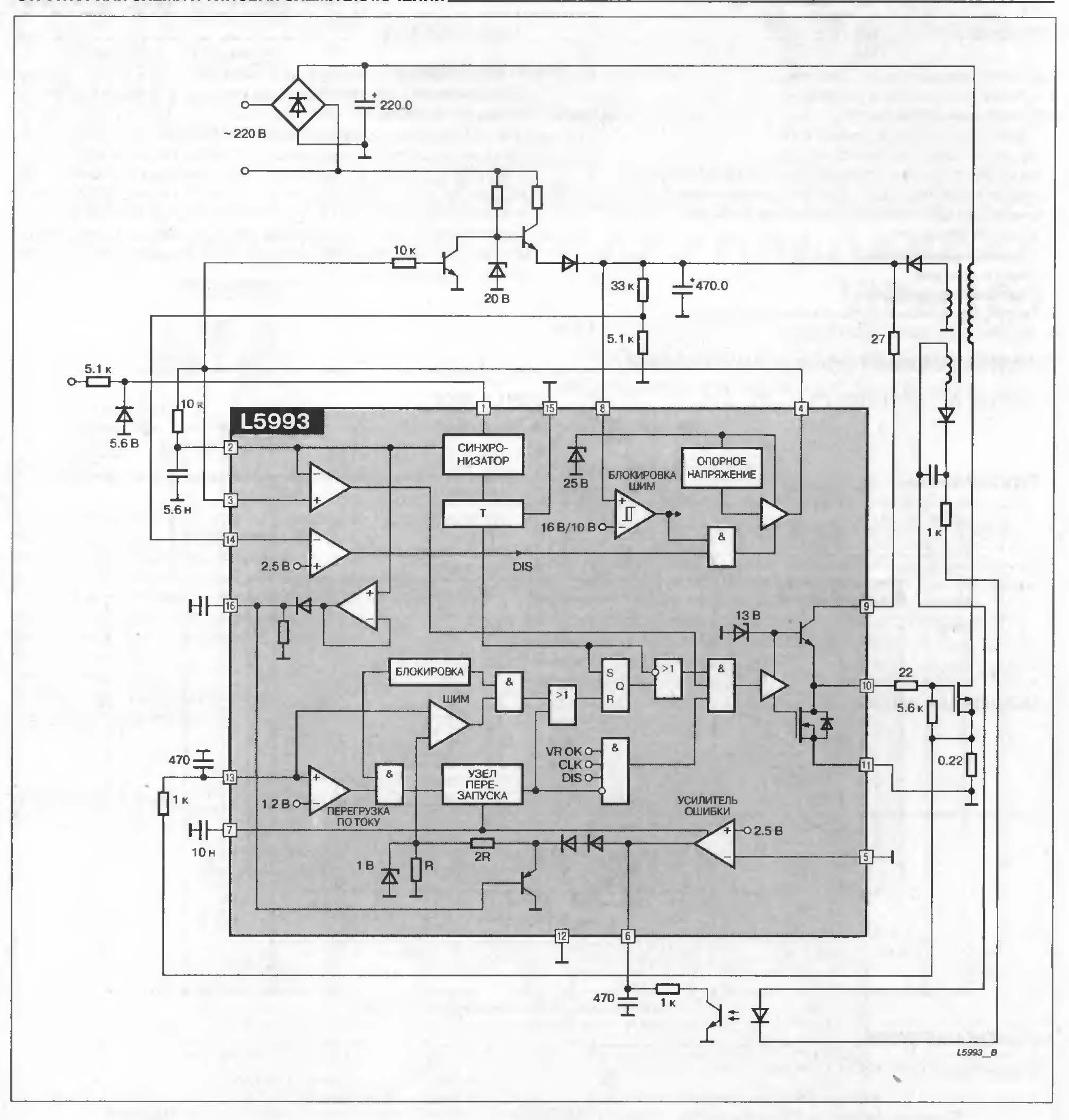
(Корпус: L5993)

Пластмассовый корпус типа SOP-16N

Вывод	№	№	Вывод
SYNC	1	16	C-POWER
RCT	2	15	DC-LIM
DC	3	14	DIS
V_R	4	13	I_{SEN}
FB	5	12	SGND
COMP	6	11	PGND
SS	7	10	OUT
V_{CC}	8	9	V_C

(Корпус: L5993D)

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



8

VIPer31

ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ ЗАРЯДА АККУМУЛЯТОРОВ

ОСОБЕННОСТИ

- Прямоугольная характеристика, без оптопары
- ИОН с внутренней заводской подстройкой
- Фиксированная рабочая частота .... до 150 кГц
- Дополнительный стабилизатор напряжения
- Управление мягким запуском и отключением
- Автоматический переход в пакетный режим в отсутствие нагрузки отвечает нормам "Blue Angel": общая потребляемая мощность .... < 1 Вт
- Блокировка при пониженном напряжении с гистерезисом
- Встроенная цепь запуска
- Защита от перенапряжения
- Защита от перегрева
- Поцикловое ограничение тока
- Контроль размагниченности накопительной индуктивности
- Сопротивление открытого канала $R_{DS}(on)$ .... 6.5 ОМ

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема изготавливается по фирменной технологии VIPower, сочетающей на одном кристалле широтно-импульсный модулятор с мощным высоковольтным вертикальным МОП-транзистором (600 В/1 А). Схемы предназначены применения в зарядных устройствах аккумуляторов с постоянным током или напряжением заряда и не требуют оптоэлектронной развязки первичной и вторичной цепи. Типовая выходная мощность составляет 30 Вт при фиксированном входном напряжении и 15 Вт при широком диапазоне входных напряжений. Дополнительная особенность серии — пакетный режим работы при отсутствии нагрузки, данный дежурный режим не требует внешних компонентов.

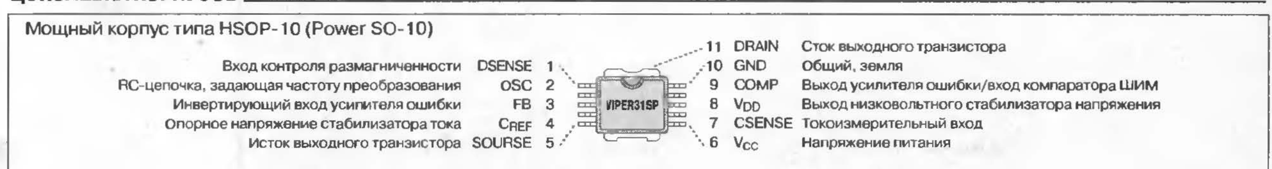
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

FUSE
100 н
CTN
BR1 1A/600 В
10.0 400 В
STPS1100U
OUT
330.0 25 В
GND
1N4148
22
27 к
8.2 к
22 к
680 к
2.7 к
10 к
2.2 н
1 н
2.7 н
2.2 н
FB
COMP
OSC
DSENSE
DRAIN
VIPer31SP
VCC
ON/OFF
VDD
UVLO
2.6 В
Генератор
29 В
>1
S R1 R2 R3 R4 Q
&
Детектор перегрева
Маскиро-вание
1.5 А
Стабилиз. 10 В
Стабилиз. тока
GND
CREF
CSENSE
SOURSE
680 к
10.0 35 В
4.7 16 В
470 н
470
1.3

UVLO — блокировка при пониженном напряжении

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Мощный корпус типа HSOP-10 (Power SO-10)



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	V_{DS}, В	I_D, А	R_{DS}, Ом	P_O, Вт	
					Фиксированное напряжение сети	Широкий диапазон сетевого напряжения
VIPer31SP	HSOP-10	600	1	6.5	30	15

VIPer100

СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ

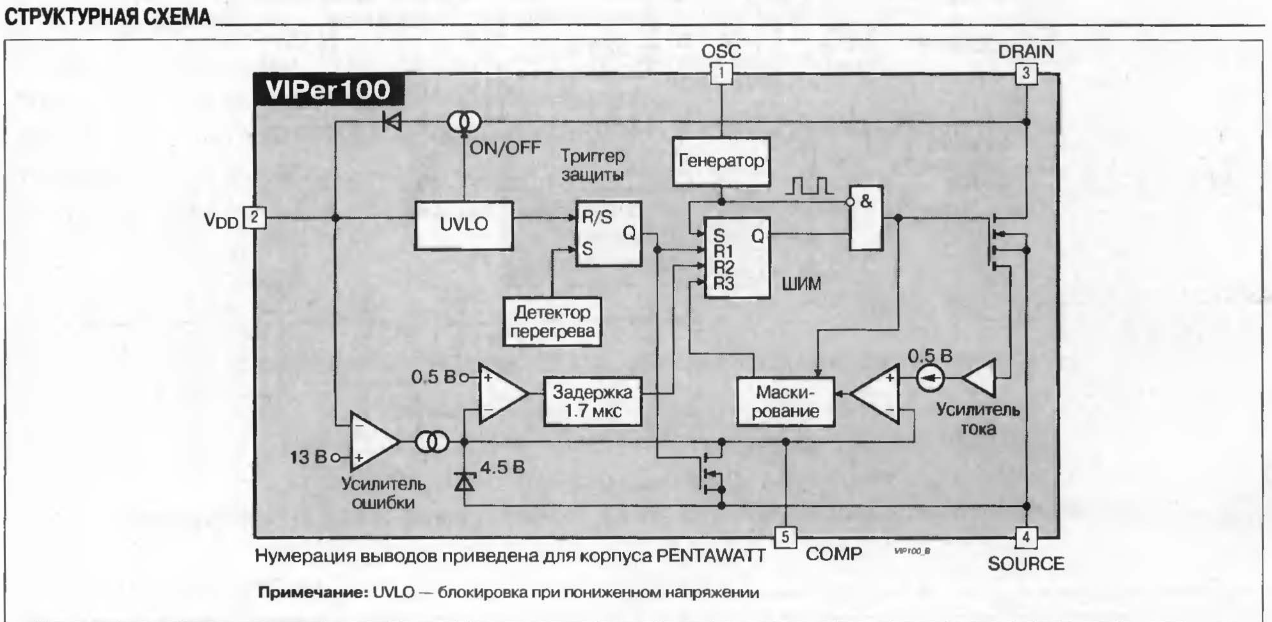
ОСОБЕННОСТИ

- Регулируемая рабочая частота .... до 200 кГц
- Режим управления по току (ДОСТ)
- Управление мягким запуском и отключением
- Автоматический переход а пакетный режим в отсутствие нагрузки отвечает нормам "Blue Angel": общая потребляемая мощность .... < 1 Вт
- Встроенный ИОН с заводской подстройкой
- Блокировка при пониженном напряжении с гистерезисом
- Встроенная цепь запуска
- Защита от перегрева
- Малый ток потребления в дежурном режиме
- Перестраиваемое ограничение тока

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы серии VIPer 100 изготавливаются по фирменной технологии VIPower, сочетающей на одном кристалле широтно-импульсный модулятор с мощным высоковольтным вертикальным МОП-транзистором (400, 620 или 720 В/3 или 6 А). Схемы предназначены для работы в сетевых источниках питания в широком диапазоне входных напряжений при выходной мощности до 100 Вт. Микросхемы поддерживают управление по первичной и вторичной цепи и требуют на 50% меньше внешних компонентов, чем при дискретной реализации. Дополнительная особенность серии — пакетный режим работы при отсутствии нагрузки, данный дежурный режим не требует внешних компонентов.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

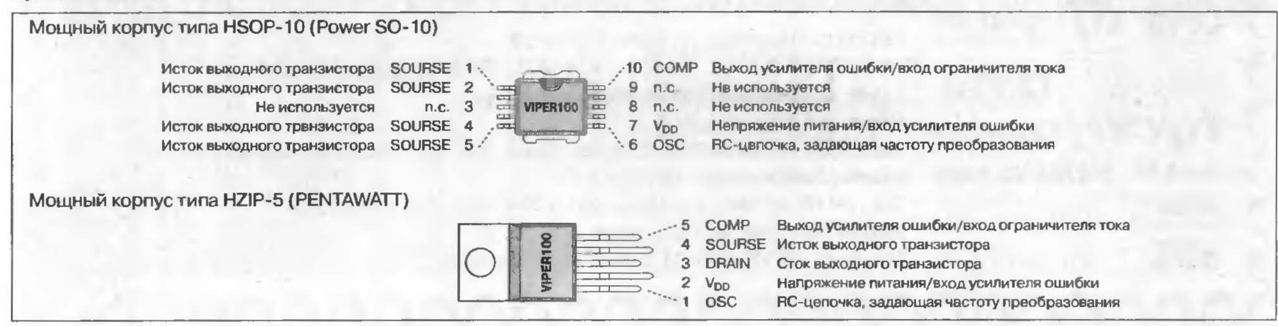


Нумерация выводов приведена для корпуса PENTAWATT

Примечание: UVLO — блокировка при пониженном напряжении

8

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



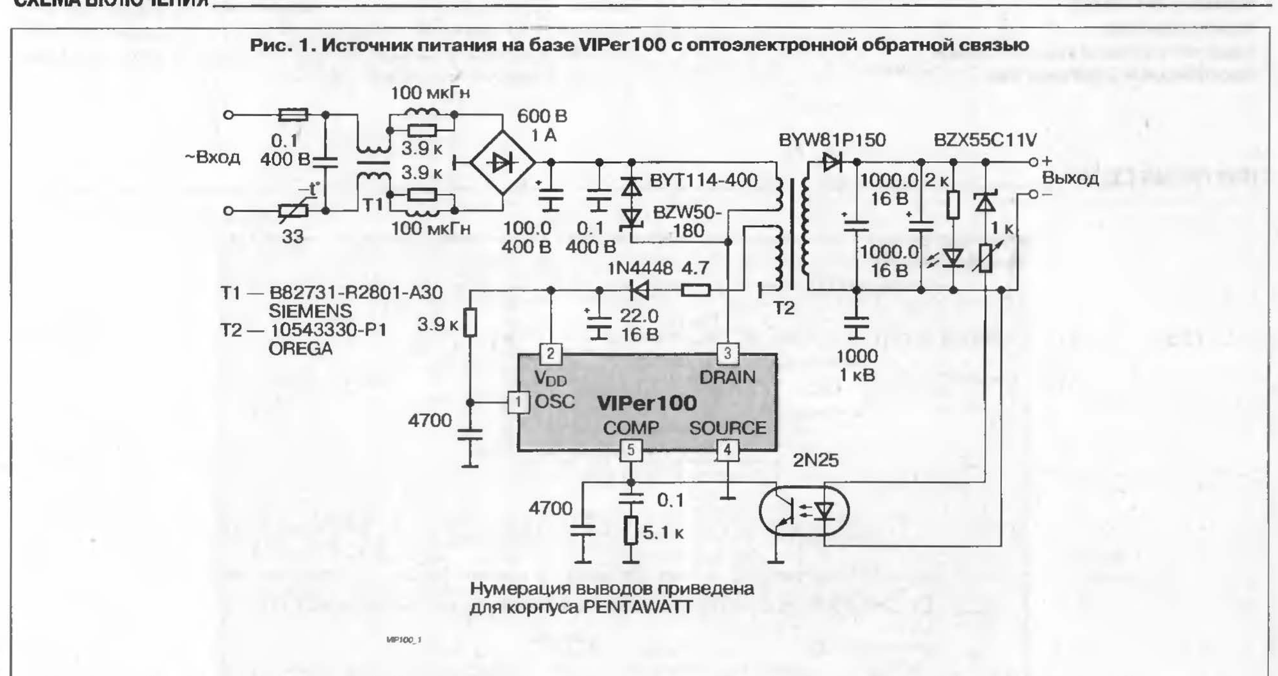
ТИПОНОМИНАЛЫ

Прибор	Ключевой транзистор			Входное напряжение, В (rms)	Максимальная рабочая частота, кГц	Максимальный рабочий цикл, %	Ограничение тока	Корпус
	V_{DS}, В	R_{DS}, Ом	I_D, А					
VIPer100	620	2.5	3	70..300	200	90	Поцикловое	PENTAWATT
VIPer100SP	620	2.5	3	70..300	200	90	Поцикловое	PowerSO-10
VIPer100A	700	2.8	3	70..300	200	90	Поцикловое	PENTAWATT
VIPer100ASP	700	2.8	3	70..300	200	90	Поцикловое	PowerSO-10
VIPer100B	400	1.1	6	70..165	200	90	Поцикловое	PENTAWATT
VIPer100BSP	400	1.1	6	70..165	200	90	Поцикловое	PowerSO-10

Примечания:
V_{DS} — напряжение сток-исток, R_{DS} — сопротивление открытого канала. I_D — ток стока.

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

Рис. 1. Источник питания на базе VIPer100 с оптоэлектронной обратной связью



Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Texas Instruments:

8

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ TEXAS INSTRUMENTS

Прибор	Входное напряжение, В	Выходной ток, мА	Максимальная частота, кГц	Ток потребления/ (в дежурном режиме), мА	Блокировка при пониженном напряжении	Вход блокировки	Измерение токв в импульсе	Примечание
КОНТРОЛЛЕРЫ С ТОТЕМНЫМ ВЫХОДОМ ДЛЯ СЕТЕВЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ								
UC3845	30	±200	500	11/—	+		+	
UC3844	30	±200	500	11/—	+		+	
UC3843	30	±200	500	11/—	+		+	
UC3842	30	±200	500	11/—	+		+	
UC2845	30	±200	500	11/—	+		+	
UC2844	30	±200	500	11/—	+		+	
UC2843	30	±200	500	11/—	+		+	
ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ								
TL494	7...40	200	300	7.5/6				
TL497A	4.5...12	500	50	11/6		+		Фиксированная длительность импульса
TL499A	1.1...35	500	40	1.8/—				Фиксированная длительность импульса
TL594	7...40	200	300	12.4/9	+			
TL598	7...40	±250	300	15/—	+			Тотемный выход
TL1451A	3.6...50	20	500	1.7/1.3	+			
TL1453	3.6...40	21	500	1.7/1.3	+	+		
TL1454	3.6...20	±40	2000	3.5/3.1	+			Тотемный выход
TL5001	3.6...40	20	400	1.1/1	+			
TL5001A	3.6...40	20	400	1.1/1	+			
SG3524	8...40	100	500	—/8		+		
КОНТРОЛЛЕРЫ С СИНХРОННЫМ ВЫПРЯМЛЕНИЕМ ДЛЯ ПИТАНИЯ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ								
TPS5210	5, 12	2000	> 200	5/—	+	+		
TPS5602	4.5...25	1200	> 200	0.8/0.01	+	+		
TPS56100	4.5...6	5000	> 200	3/0.09	+	+		
TPS5615/18/25/36	5, 12	2000	> 200	3/—	+	+		
МАЛОМОЩНЫЕ КОНДЕНСАТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ПОРТАТИВНЫХ УСТРОЙСТВ								
TPS60100	1.8...3.6	200	400	200/0.05		+		V_{OUT} = 3.3 В
TPS60101	1.8...3.6	100	400	100/0.05		+		V_{OUT} = 3.3 В
TPS60110	2.7...3.6	300	> 300	300/0.05		+		V_{OUT} = 5 В
TPS60111	1.8...3.6	150	> 300	150/0.05		+		V_{OUT} = 5 В
МАЛОМОЩНЫЕ ИНДУКТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ПОРТАТИВНЫХ УСТРОЙСТВ								
TPS6734	5...12	225	170	1.2/0.003		+	+	V_{OUT} = 12 В
TPS6735	4..6.2	200	160	1.9/0.010	+	+	+	Инвертор V_{OUT} = –5 В
TPS6755	2.7...9	200	160	1.9/0.010		+	+	Перестраиваемый инвертор

TL1454

ДВУХКАНАЛЬНАЯ СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ШИМ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

ОСОБЕННОСТИ

- **Две полных схемы управления ШИМ-преобразователями**
- **Тотемные (квазикомплементарные) выходы**
- **Напряжение питания .... 3.6...20 В**
- **Собственный ток потребления .... 3.5 мА (typ)**
- **Регулируемый рабочий цикл .... 0...100%**
- **Опорное напряжение .... 1.25 В**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Каждый из каналов в ИС содержит усилитель ошибки, ШИМ-компаратор, компаратор "мертвого" времени, устанавливающий максимальное значение рабочего цикла, и выходной каскад. Генератор, источник опорного напряжения, узлы защиты от пониженного напряжения и короткого замыкания — общие для обоих каналов. Канал 1 предназначен для управления *n*-канальным МОП-транзистором в повышающих и обратноходовых преобразователях. Канал 2 предназначен для управления *p*-канальным МОП-тразистором в понижающих и инвертирующих преобразователях. Диапазон синфазных напряжений усилителей ошибки включает потенциал земли, что позволяет использовать ИС TL1454 не только в преобразователях напряжения, но и в устройствах заряда аккумуляторов. Предусмотрен режим мягкого запуска и регулировка рабочей частоты.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Температурный диапазон, °C	Корпус
TL1454CN	–20...+85	PDIP-16 (R-PDIP-T)
TL1454IN	–40...+85	
TL1454CD	–20...+85	SOP-16 (R-PDSO-G)
TL1454ID	–40...+85	
TL1454CPWLE	–20...+85	TSSOP-16 (R-PDSO-G)
TL1454Y	–20...+85	Бескорпусной

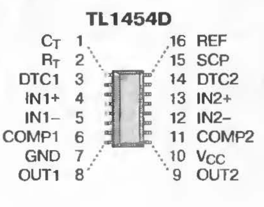
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа PDIP-16

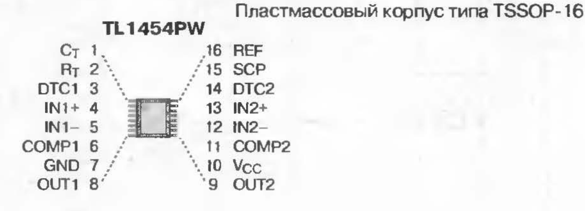
TL1454N

Вывод подключения времязадающего конденсатора	C_T	1	16	REF	Выход источника опорного напряжения
Вывод подключения времязадающего резистора	R_T	2	15	SCP	Вход второго компараторе защиты от КЗ
Установка "мертвого" времени в первом канале	DTC1	3	14	DTC2	Установка "мертвого" времени во 2-м канале
Неинвертирующий вход усилителя ошибки 1-го канала	IN1+	4	13	IN2+	Неинвертирующий вход усилителя ошибки 2-го канала
Инвертирующий вход усилителя ошибки 1-го канала	IN1–	5	12	IN2–	Инвертирующий вход усилителя ошибки 2-го канала
Выход усилителя ошибки 1-го квнала	COMP1	6	11	CDMP2	Выход усилителя ошибки 2-го канала
Земля	GND	7	10	V_{CC}	Напряжение питания
Выход 1-го канала	OUT1	8	9	OUT2	Выход 2-го канала

Пластмассовый корпус типа SOP-16



Пластмассовый корпус типа TSSOP-16



8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

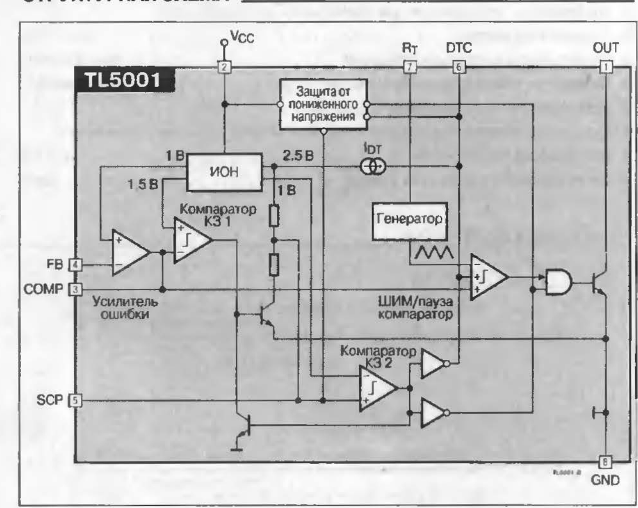
TL5001

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ШИМ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- Входное напряжение..3.6...40 В
- Встроенная защита от пониженного напряжения
- Встроенная защита от короткого замыкания
- Рабочая частота..20...500 кГц
- Изменяемое "мертвое" время
- Погрешность опорного источника питания
  - TL5001..±5%
  - TL5001A..±3%

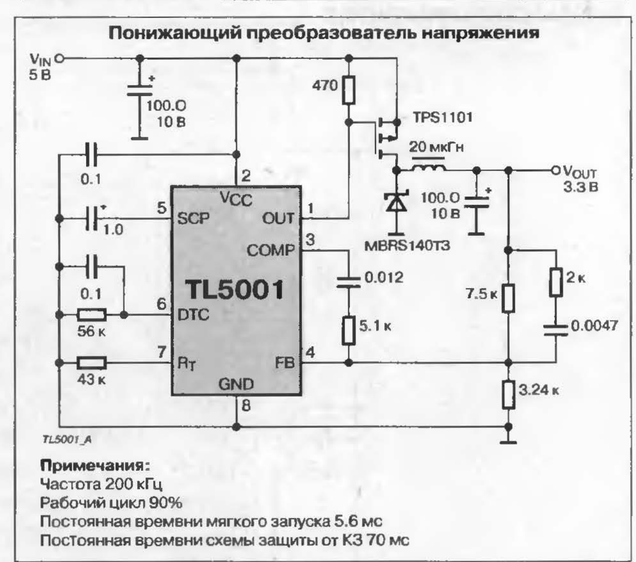
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

В состав ИС TL5001/A входят усилитель ошибки, генератор, ШИМ-компаратор с входом установки "мертвого" времени, узел защиты от пониженного напряжения, узел защиты от короткого замыкания и выходной транзистор с открытым коллектором. Источник опорного напряжения в ИС TL5001 имеет погрешность 5%, в TK5001A — 3%. Синфазное напряжение усилителя ошибки может меняться от 0 до 1.5 В. На неинвертирующий вход усилителя ошибки подается опорное напряжение 1.0 В.

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



Примечания:
Частота 200 кГц
Рабочий цикл 90%
Постоянная времвни мягкого запуска 5.6 мс
Постоянная времвни схемы защиты от КЗ 70 мс

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Температурный диапазон, °С
TL5001CD	SOP-8	-20...+85
TL5001ACD	SOP-8	-20...+85
TL5001CP	PDIP-8	-20...+85
TL5001ACP	PDIP-8	-20...+85
TL5001ID	SOP-8	-40...+85
TL5001AID	SOP-8	-40...+85
TL5001IP, TL5001AIP	PDIP-8	-40...+85
TL5001IP, TL5001AIP	PDIP-8	-40...+85
TL5001Y	Бескорпусной	-20...+85

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

TL5001P

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Выход (открытый коллектор)	OUT	1	8	GND	Земля
Вход питания	V_{CC}	2	7	R_T	Подключение времязадающего резистора
Выход усилителя ошибки	COMP	3	6	DTC	Установка "мертвого" времени
Инвертирующий вход усилителя ошибки	FB	4	5	SCP	Вход 2-го компаратора короткого замыкания

Пластмассовый корпус типа SOP-8

TL5001D

Вывод	№	№	Вывод
EN	1	8	V_{CC}
REF	2	7	OUT
SS	3	6	GNO
COMP	4	5	FB

8

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ СДВОЕННЫЙ КОНТРОЛЛЕР ДЛЯ ПИТАНИЯ ЦСП

ОСОБЕННОСТИ

- Два независимых канала
- Управление с гистерезисом для повышения быстродействия
- Входное напряжение .... 4.5...25 В
- Регулируемое выходное напряжение .... до 1.2 В (min)
- Синхронное выпрямление обеспечивает КПД .... свыше 95%
- Минимальное число внешних элементов
- Раздельное включение дежурного режима и защита от токовых перегрузок
- Собственный ток потребления .... 0.8 мА
- Ток потребления в дежурном режиме .... 1 мкА

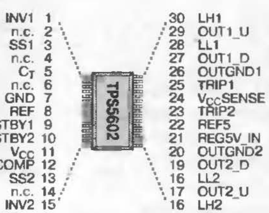
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TPS5602 представляет собой двухканальный синхронный контроллер для понижающих и повышающих преобразователей. Релейный режим управления обеспечивает возможность применения прибора в режимах с большим импульсным током потребления (например, для питания ЦСП (DSP) C6000 и C54x). Так как оба канала независимы, последовательность включения понижающего и повышающего режимов преобразования легко достигается соответствующей установкой выводов STBY.

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Корпус типа TSSOP-30

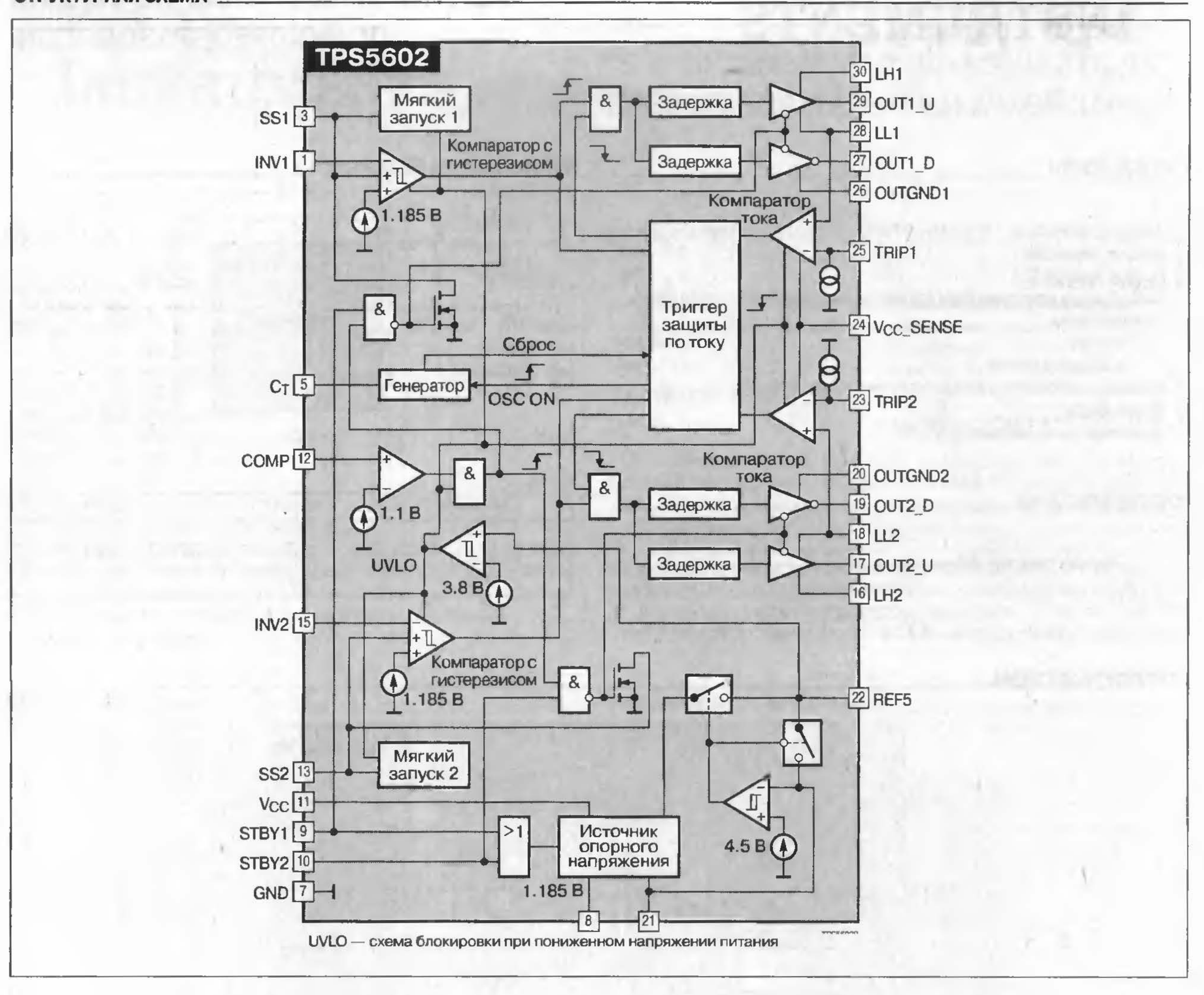
Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Инвертирующий вход компаратора ошибки канала 1	INV1	1	30	LH1	Вывод для подключения конденсатора вольтодобавки канала 1
Не используется	n.c.	2	29	OUT1_U	Выход управления «верхним» ключевым транзистором канала 1
Вывод для подключения конденсатора мягкого запуска канала 1	SS1	3	28	LL1	Вывод управления и токовой защиты канала 1
Не используется	n.c.	4	27	OUT1_D	Выход управления «нижним» ключевым транзистором канала 1
Времязадающий конденсатор	C_T	5	26	OUTGND1	Земля выходного каскада канала 1
Не используется	n.c.	6	25	TRIP1	Вход контроля выходного тока канала 1
Земля схемы управления	GND	7	24	V_{CC}SENSE	Вход контроля напряжения питания
Выход опорного напряжения 1.165 В	REF	8	23	TRIP2	Вход контроля выходного тока канала 2
Включение дежурного режима канала 1	STBY1	9	22	REF5	Выход внутреннего источника напряжения 5 В
Включение дежурного режима канала 2	STBY2	10	21	REG5V_IN	Вход внешнего напряжения 5 В
Напряжение питания	V_{CC}	11	20	OUTGND2	Земля выходного каскада канала 2
Вход компаратора контроля напряжения питания	COMP	12	19	OUT2_D	Выход управления «нижним» ключевым транзистором канала 2
Вывод для подключения конденсатора мягкого запуска канала 2	SS2	13	16	LL2	Вывод управления и токовой защиты канала 2
Не используется	n.c.	14	17	OUT2_U	Выход управления «верхним» ключевым транзистором канала 2
Инвертирующий вход компаратора ошибки канала 2	INV2	15	16	LH2	Вывод для подключения конденсатора вольтодобавки канала 2



ТИПОВАЯ СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

5 В
GND
D1
Q1
Q2
OUT1 1.8 В
OUT2 3.3 В
TPS5602
1 INV1
2 n.c.
3 SS1
4 n.c.
5 C_T
6 n.c.
7 GND
8 REF
9 STBY1
10 STBY2
11 V_{CC}
12 COMP
13 SS2
14 n.c.
15 INV2
30 LH1
29 OUT1_U
28 LL1
27 OUT1_D
26 OUTGND1
25 TRIP1
24 V_{CC}_SENSE
23 TRIP2
22 REF5
21 REF5V_IN
20 OUTGND2
19 OUT2_D
18 LL2
17 OUT2_U
16 LH2
TRS5602A

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



UVLO — схема блокировки при пониженном напряжении питания

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Температурный диапазон, °C
TPS5602IDBT	TSSOP-30	–40...+85
TPS5602IDBTR	TSSOP-30 (лента и бобина)	–40...+85

TPS6755

РЕГУЛИРУЕМЫЙ ИНВЕРТИРУЮЩИЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

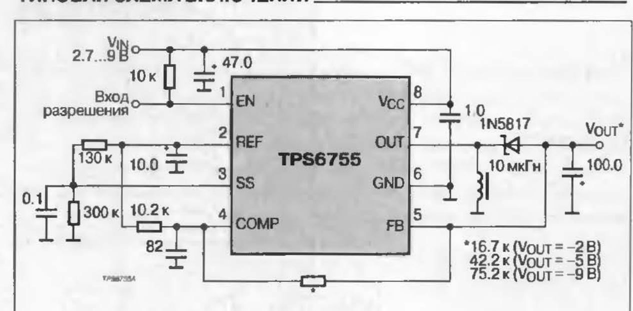
ОСОБЕННОСТИ

- Выходная мощность до 1 Вт (при $V_{CC} > 4.5$ В)
- Входное напряжение .... 2.7...9.0 В
- Типовое значение КПД 78%
- Токовый режим управления ШИМ при фиксированной рабочей частоте 160 кГц
- Ток потребления
  - рабочий .... 1.9 мА (typ)
  - в дежурном режиме .... 1 мкА
- Выходное напряжение ограничено на уровне $|V_{OUT}| < 12$ В – V_{CC}
- Мягкий запуск
- Совместимость по цоколевке с MAX755

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

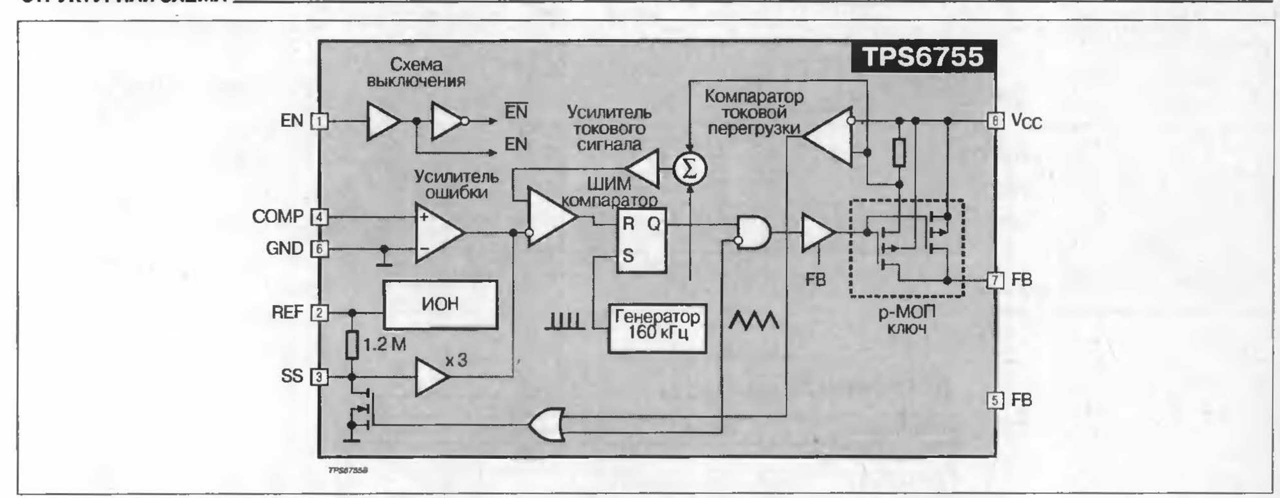
В состав ИС TPS6755 входят схема управления и ключ на *p*-канальном МОП-транзисторе с сопротивлением канала 0.4 Ом. Выход источника опорного напряжения допускает нагрузку до 125 мкА. В отсутствие нагрузки собственный ток потребления составляет 1.9 мА.

ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



R4 [кОм]	R5 [кОм]	V_{OUT} [В]
42.2	10.2	-5
16.7	10.2	-2
75.2	10.2	-9

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

TPS6755P

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Рабочий/Дежурный режим	EN	1	8	V_{CC}	Вход напряжения питания
Выход опорного напряжения	REF	2	7	OUT	Выход
Мягкий запуск	SS	3	6	GND	Земля
Вход компаратора ошибки	COMP	4	5	FB	Вход обратной связи

Пластмассовый корпус типа SOP-8

TPS6755D

Вывод	№	№	Вывод
EN	1	8	V_{CC}
REF	2	7	OUT
SS	3	6	GND
COMP	4	5	FB

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономиналы	Корпус	Температурный диапазон, °C
TPS6755IP	PDIP-8	−40...+85
TPS6755ID	SOP-8	
TPS6755Y	Бескорпусной	

TPS60110/11

РЕГУЛИРУЕМЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С НАКАЧКОЙ ЗАРЯДА

ОСОБЕННОСТИ

- **Выходной ток**
  - **TPS60110 .... 300 мА**
  - **TPS60111 .... 150 мА**
- **Амплитуда пульсаций на выходе .... менее 10 мВ (V_{PP})**
- **Не требуется дроссель**
- **Малое электромагнитное излучение**
- **Выходное напряжение .... 5 В ±4%**
- **Требуется только 4 внешних элемента**
- **КПД .... до 90%**
- **Диапазон входных напряжений от 2.7 до 5.4 В (три NiCd, NiMH или щелочных элемента, или один литиевый)**
- **Потребляемый ток в отсутствии нагрузки .... 60 мкА**
- **Потребляемый ток в дежурном режиме .... 0.05 мкА**
- **Отключение нагрузки в дежурном режиме**
- **Перспективный малогабаритный корпус PowerPADTM с улучшенными тепловыми параметрами**

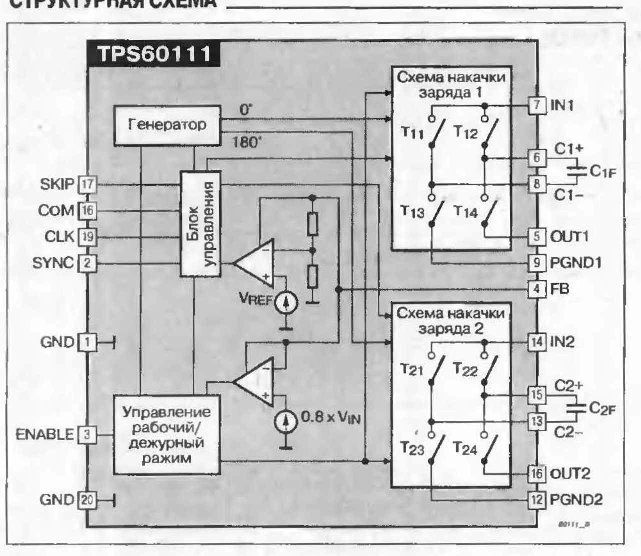
ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

- **Преобразователи напряжения в переносных приборах и вычислительной технике с питанием от батарей, в том числе литиевых**

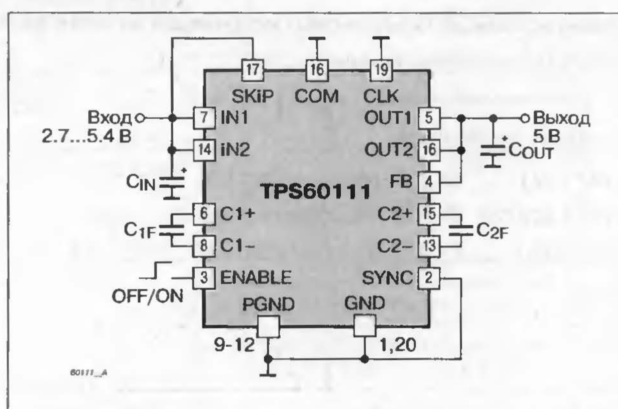
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

В состав ИС TPS60111 входят схема управления, генератор 300 кГц и два двухтактных выходных каскада. При входном напряжении 3 В преобразователь запускается с нагрузкой 16 Ом (TPS60111 — 33 Ом). Предусмотрено ограничение тока, потребляемого из входной цепи в пусковом режиме. Прибор работает либо в режиме с постоянной частотой для минимизации пульсаций выходного напряжения и шума, либо в режиме с пропуском импульсов при слабой нагрузке, что позволяет продлить жизнь батарей.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

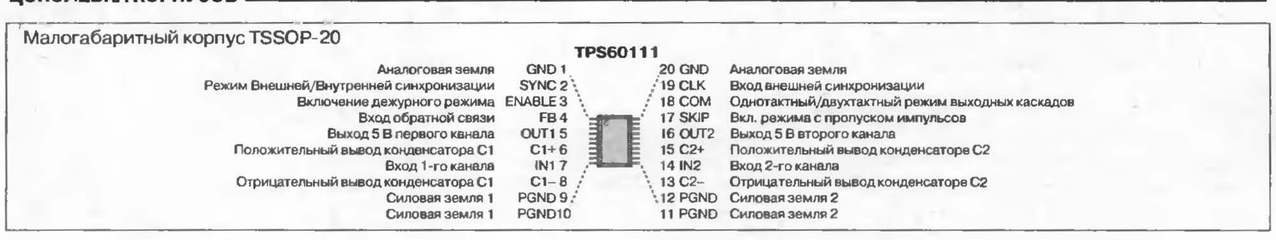


ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



Прибор	C_{IN}, мкФ	C_{OUT}, мкФ	C_{1F}, мкФ	C_{2F}, мкФ	Выходной ток, мА
TPS60110	15	33	2.2	2.2	300
TPS60111	4.7	15	1	1	150

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



TOKO

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ ТОКО

DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Прибор	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток		КПД			Рабочая частота, кГц (typ)	Особенности	Корпус
			мА (typ)	при V_{IN}, В	% (typ)	при V_{IN}, В	при I_O, мА			
ПОЛОЖИТЕЛЬНОЕ ВЫХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ										
TK11806	1.1...18	9.3/12.8/16.8/24/28/32	1.8	5.0	—	—	—	—	Релаксационный генератор	SOP-8
TK11811	0.6...14	1.9/2.8	4.5	1.1	72	1.4	3	300	Встроенный выпрямительный диод	SOT23L-6
			6.8	1.4						
TK11812	0.6...14	1.5...15	4.5	1.1	72	1.4	3	300	Встроенный выпрямительный диод	SOT23L-6
			6.8	1.4						
TK11816	1.1...18	7.2/12.8	6/4.5	—	—	—	—	—	Встроенный выпрямительный диод	SOT23L-6
TK11817	1.1...18	9.3/16.8	6/4.5	—	—	—	—	—		
TK11818	1.1...18	20.4/28	4/3	—	—	—	—	—		
TK11819	1.1...18	24/32	4/3	—	—	—	—	—		
TK11821	0.9...10	10/24	0.1	—	—	—	—	4000	Низкий шум	SOT23L-6
TK11822	1.1...6	7.5	0.5	—	—	—	—	3000	Низкий шум	SOT23L-6
TK11823	1.1...6	14	0.5	—	—	—	—	3000	Низкий шум	SOT23L-6
TK65015	0.9...1.6	3	4 (max)	> 1.1	74	1.3	4	83	Низкий ток потребления, микропроцессорный сброс, блокировка при пониженном напряжении	SOT23L-6
TK65025	0.9...V_{OUT} - 1	3	15 (max)	—	80	1.3	1	83	Низкий ток потреблвния, микропроцессорный сброс, блокировка при пониженном напряжении	SOT23L-6
TK651xx	0.9...1.6	2.7/3/3.3	7.6	1.1 (95 мкГн)	76	1.3	6	83	Низкий ток потребления, микропроцессорный сброс, блокировка при пониженном напряжении	SOT23L-6
			12.8	1.3 (95 мкГн)						
			15.5	1.1 (39 мкГн)						
			33.6	1.3 (39 мкГн)						
ОТРИЦАТЕЛЬНОЕ ВЫХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ										
TK11830	2.5...15	0...-15	60	—	—	—	—	—	Встроенная схема ВКЛ/ВЫКЛ, датчик перегрева	SOT23L-6
TK11835	1.8...15	Рег.	50	—	70	—	30	—	Внешний ключевой транзистор, датчик перегрева	SOT23-6

КЛЮЧ ВЕРХНЕГО ПЛЕЧА

Прибор	Входное напряжение, В	Напряжение вход-выход		Выходной ток, мА (max)	Ток потребления в состоянии ВЫКЛ, мкА	Ток утечки			Особенности	Корпус
		мВ	при I_O, мА (typ)			нА	при V_{IN}, В	при V_{REV}, В		
TK70001	1.6...12	350	50	130 (typ)	0.1	50	0	8	Мощный p-n-p-транзистор, упраеление выходом ВКЛ/ВЫКЛ, 2 схемы в одном корпусе	SOT23-6
TK70002	1.6...12	350	50	110 (typ)	0.1	50	0	8	Мощный p-n-p-транзистор, упраеление выходом ВКЛ/ВЫКЛ, 2 схемы в одном корпусе	SOT23-6

ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ

Прибор	Ток запуска, мА (Опорное напряжение, В)	Мягкий запуск	Гистерезис блокировки при пониженном напряжении, В	Напряжение запуска, В	Поцикловое ограничение тока	Защита от перенапряжения (OVP)	Компенсация наклона "пилы"	Выходной транзистор		Управление	Максимальная частота генератора, кГц	Максимальный рабочий цикл, %	Корпус
								V_{CE}, В	I_C, мА (peak)				
TK83854	(7.5 ±0.1)	+	4	16	+			35	1000	Ток	200	95	DIP-16, SOP-16
TK75001	1		4	14.5			+	16	—	Напряжение или ток	800	44	DIP-8
TK75003	1		4	14.5			+	18	—	Напряжение или ток	1600	88	DIP-8
TK75020	4 ±0.2	+	0.3	5.6	+	+		18	-700...500	Резонанс. ZVS	—	—	SOP-14
ДРАЙВЕР МОП-ТРАНЗИСТОРА													
TK75050	—		1	11	+			14	±2000	—	—	—	DIP-8

Примечание
ZVS — переключение при нулевом нвпряжении

TK11821

TOKO

DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

ОСОБЕННОСТИ

- Очень низкий шум
- Малые габариты
- Немного навесных компонентов
- Широкий диапазон напряжения питания .... 0.9...10 В
- Генератор синусоидального напряжения
- Выбор выходного напряжения

ПРИМЕНЕНИЕ

- Источник смещения варикапов и PIN-фотодиодов
- Мобильная контрольно-измерительная аппаратура
- Системы радиоуправления
- Подвижные радиостанции
- Телефоны для сотовой связи
- Радиотелефоны
- Приемники волоконно-оптической связи
- Локальные вычислительные сети
- Оборудование с батарейным питанием

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TK11821 представляет собой маломощный DC/DC-преобразователь с низким входным напряжением. Устройство оптимизировано для питания варикапов и PIN-фотодиодов. Прибор выдает выходные напряжения 10 В (DC) и 24 В (DC) при входном напряжении от 0.9 В.

Так как встроенный генератор высокой частоты генерирует синусоидальный сигнал, TK11821 производит очень низкий интерференционный радиочастотный шум. Фильтрация проста и эффективна, так как внутренний генератор работает на частотах 6...8 МГц. Эта характерная особенность делает микросхему TK11821 идеально подходящей для применения в волоконно-оптических приемниках.

Устройство способно работать в диапазоне напряжений питания от 0.9 до 10 В.

При отключенном выводе T1 выходное напряжение равно 24 В. Когда вывод T1 соединен с GND, выходное напряжение составляет 10 В.

Микросхема TK11821 выпускается в 8-выводном пластмассовом корпусе для поверхностного монтажа.

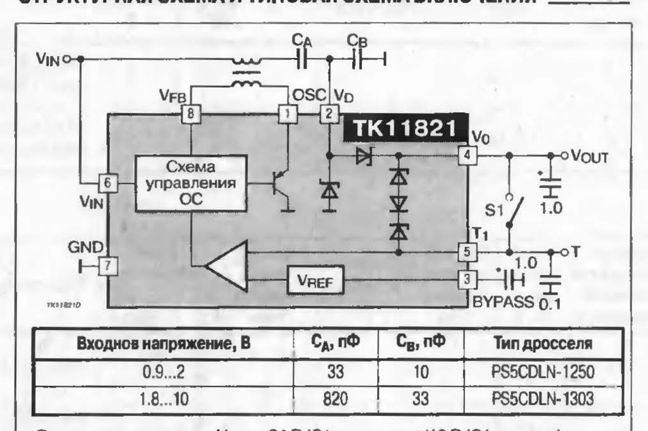
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-8

TK11821

Выход генератора	OSC	1	8	V_{FB}	Вход обратной связи
Вход выпрямителя	V_D	2	7	GND	Земля
Конденсатор частотной корракции	BYPASS	3	6	V_{IN}	Входное напряжение
Выходное напряжение	V_O	4	5	T1	Вход установки выходного напряжения

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



Входнов напряжение, В	C_A, пФ	C_B, пФ	Тип дросселя
0.9...2	33	10	PS5CDLN-1250
1.8...10	820	33	PS5CDLN-1303

Выходное напряжение V_{OUT} = 24 В (S1 разомкнут)/10 В (S1 замкнут)

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
TK11821M	MFP-8 (SOP-8)

TOKO

TK11822/23

DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

ОСОБЕННОСТИ

- Очень низкий шум
- Малый разброс выходного напряжения
- Небольшое число навесных компонентов
- Широкий диапазон напряжения питания
- Синусоидальный генератор
- Выбор выходного напряжения

ПРИМЕНЕНИЕ

- Стереофонические головные телефоны
- Пейджеры
- Мобильное беспроводное оборудование
- Электронные записные книжки
- Оборудование с батарайным питанием
- Телевизоры с экраном на жидких кристаллах

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус
TK11822M	SOT-23L-6
TK11823M	SOT-23L-6

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы TK11822M и TK11823M представляют собой DC/DC-преобразователи повышающего типа, разработанные преимущественно для использования в качестве источников питания варикапов. Обе микросхемы предназначены для маломощной низковольтной работы. Для снижения шумов в АМ-диапазоне приборы используют синусоидальные колебания высокой частоты. Обе схемы выпускаются с двумя выходными напряжениями, что позволяет пользователю самому выбирать наиболее эффективное для оборудования выходное напряжение. Микросхемы содержат встроенные выпрямительные диоды и выпускаются в миниатюрных корпусах, что способствует уменьшению габаритных размеров оборудования.

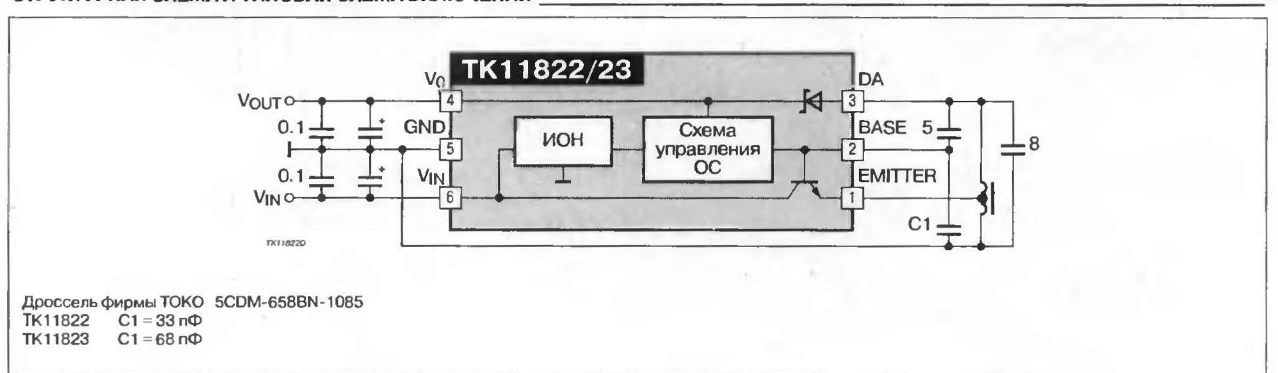
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOT23L-6

TK11822/23

Эмиттер ключевого транзистора	EMITTER 1	6 V_{IN}	Входное напряжение
База ключевого транзистора	BASE 2	5 GND	Земля
Вход выпрямителя	DA 3	4 V_O	Выход

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



Дроссель фирмы TOKO 5CDM-658BN-1085
TK11822 C1 = 33 пФ
TK11823 C1 = 68 пФ

8

TOKO

TK75020

DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

ОСОБЕННОСТИ

- Оптимизирован для сетевого и батврейного питания
- Внутренний детектор нулевого напряжения
- Мягкий звпуск
- Поцикловое (импульс за импульсом) ограничение тока
- Защита от перегрева с мягким запуском
- Защита от перенапряжений с мягким запуском
- Низкий ток потребления в дежурном режиме
- Прогрвммируемая длительность открытого/закрытого состояния ключа
- Вход разрешения/блокирования

ПРИМЕНЕНИЕ

- Флюоресцентные лампы с холодным катодом
- Резонансные источники питания
- Источники питания для компьютеров класса Notebook
- Источники питания для персональной электроники

ТИПОНОМИНАЛЫ

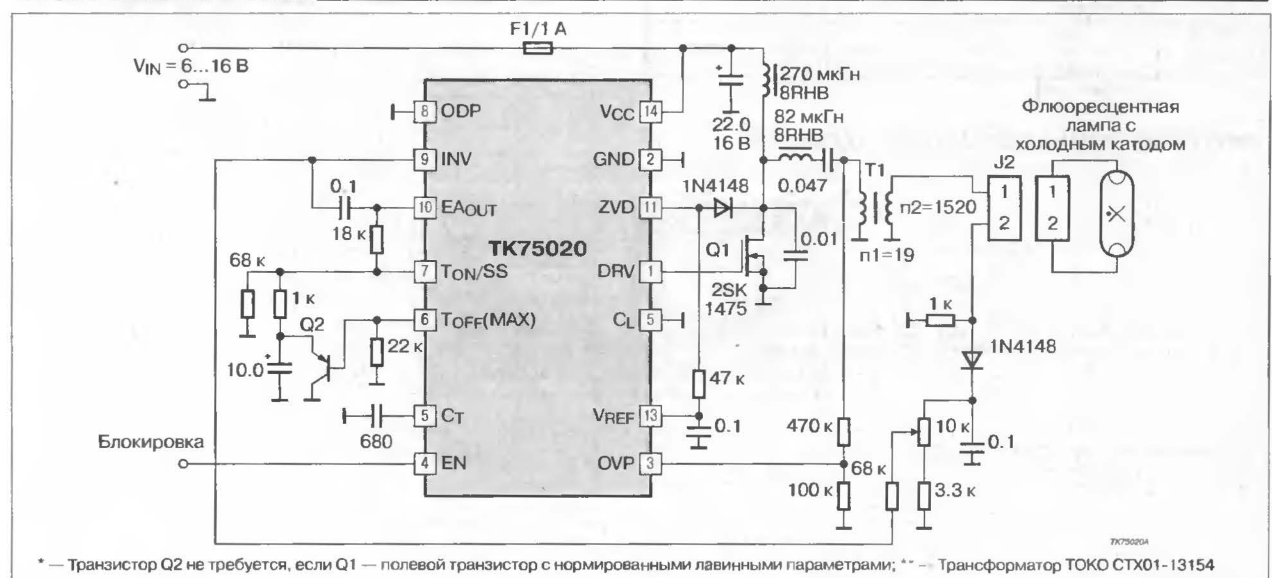
Типономинал	Корпус
TK755020TL	SOP-14 (лента и бобина)

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема TK75020 представляет собой недорогой высококачественный контроллер с переключением при нулевом напряжении (ZVS). Этот прибор находит применение в инверторах для флюоресцентных ламп с холодным катодом и в квазирезонансных или мультирезонансных конвертерах. Комбинация уникальной схемы управления (защищена патентом) и резонансного ZVS-преобразователя позволяет генерировать синусоидальный сигнал с низким искажением для управления флюоресцентной лампой, что приводит к продлению жизни лампы и к высокой светоотдаче. Интегральная схема содержит все необходимые блоки для таких применений, включая внешнюю регулировку параметров синхронизации (частоту, T_{ON} (min), T_{OFF} (max)), ограничение по току, мягкий запуск, усилитель сигнала ошибки и источник опорного напряжения (ИОН). Тот же ИОН используется для защиты от пониженного напряжения и обеспечивает другие критические внутренние постоянные смещения. Ток питания в режиме OFF имеет минимальную величину (2 мкА (typ)). Специальные меры были приняты, чтобы избежать нежелательного включения внешнего мощного МОП-транзистора при недостаточном напряжении питания и в режиме "OFF" (ключевой транзистор закрыт). Даже при отсутствии V_{CC} через вывод DRV течет (втекающий) ток не менее 20 мА, при этом напряжение на этом выводе поддерживается на уровне ниже 1 В, что позволяет предотвратить включение мощного МОП-транзистора. Внутренний детектор нулевого напряжения контролирует напряжение на МОП-транзисторе и гарантирует, что его включение произойдет только при нулевом напряжении. Уникальная тепловая защита предотвращает перегрев мощного МОП-транзистора в случае потери ZVS-режима.

Микросхема TK75020 выпускается в 14-выводном корпусе для поверхностного монтажа.

ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ



* — Транзистор Q2 не требуется, если Q1 — полевой транзистор с нормированными лавинными параметрами; ** — Трансформатор TOKO CTX01-13154

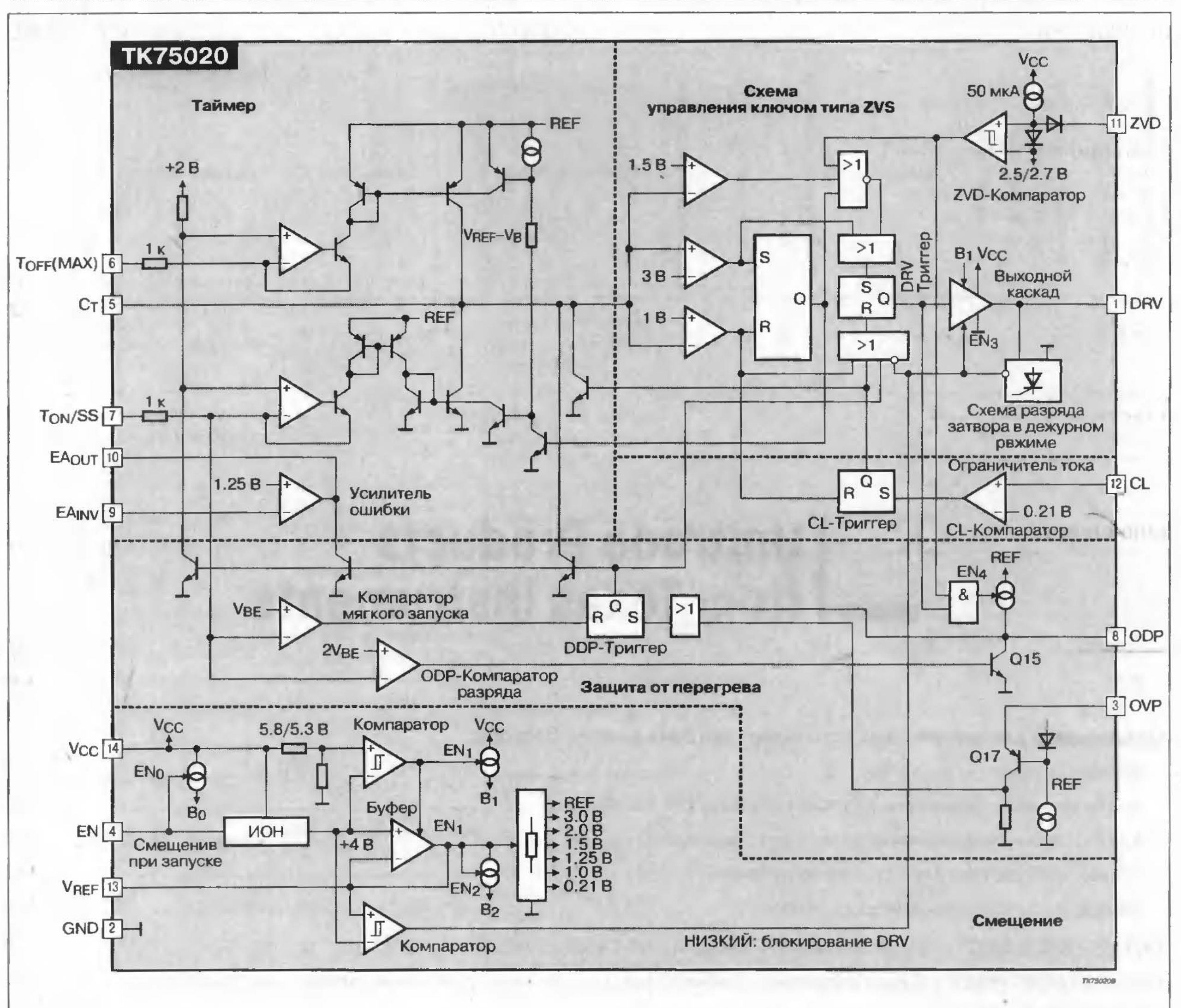
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-14

TK75020

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Выход управления внешним ПТ	DRV	1	14	V_{CC}	Напряжение питания
Земля	GND	2	13	V_{REF}	Выход ИОН
Вход датчика перенапряжения	OVP	3	12	CL	Ограничение тока
Вход разрешения/блокировки схемы	EN	4	11	ZVD	Вход детектора нулевого напряжения
Частотозадающий конденсатор	CT	5	10	EA_{OUT}	Выход усилителя ошибки
Максимальное время закрытого ключа	T_{OFF}(max)	6	9	EA_{INV}	Инвертирующий вход усилителя ошибки
Время открытого ключа и мягкий запуск	T_{ON}/SS	7	8	ODP	Вход датчик перегрева

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



Примечания:
CL (Current Limit) — ограничение тока;
ODP (Over Dissipation Protection) — защита от перегрева;
ZVD (Zero Voltage Detection) — обнвружение нулевого напряжения;
ZVS (Zero Voltage Switch) — ключ с переключегнием при нулевом напряжении

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Unitrode:

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ UNITRODE

ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ

Прибор	Контроль	Применение	Тип преобрезователя	Разброс опорного напряжения, %	Пиковый выходной ток, А	Максимальная рабочая частота, МГц	Выход	Ток запуска, мА	Мягкий запуск	Бланкирование защиты	Прямая связь по напряжению	Максимальный рабочий цикл, %	Отдельный генератор/вывод синхронизации
UC1524/2524/3524	Напряжение	ШИМ с фиксированной частотой, сетевое питание, DC/DC	Прямоходовой, обратноходовой, понижающий, повышающий	4	0.1	0.3	Два независимых					50/50	+
UC1524A/2524A/3524A	Напряжение	ШИМ с фиксированной частотой, сетевое питание, DC/DC	Прямоходовой, обратноходовой, понижающий, повышающий	1	0.2	0.5	Два независимых	4				50/50	+
UC1525A/2525A/3525A	Напряжение	ШИМ с фиксированной частотой, сетевое питание, DC/DC	Мостовой, полумостовой	1	0.4	0.5	Два тотемных		+			50/50	+
UC1525B/2525B/3525B	Напряжение	ШИМ с фиксированной частотой, сетевое питание, DC/DC	Мостовой, полумостовой	0.75	0.2	0.5	Два тотемных		+			50/50	+
UC1526/2526/3526	Напряжение	ШИМ с фиксированной частотой, сетевов питание, DC/DC	Мостовой, полумостовой	1	0.1	0.4	Два тотемных		+			50/50	+
UC1526A/2526A/3526A	Напряжение	ШИМ с фиксированной частотой, сетевое питание, DC/DC	Мостовой, полумостовой	1	0.1	0.55	Два тотемных		+			50/50	+
UC1527A/2527A/3527A	Напряжение	ШИМ с фиксированной частотой, сетевое питение, DC/DC	Мостовой, полумостовой	1	0.4	0.5	Дв тотемных		+			50/50	+
UC1527B/2527B/3527B	Напряжение	ШИМ с фиксированной частотой, сетевое питание, DC/DC	Мостовой, полумостовой	0.75	0.2	0.5	Два тотемных		+			50/50	+
UC1548/2548/3548	Напряжение	Сетевое питание, DC/DC	Прямоходовой, обратноходовой	1	2	1	Тотемный	0.5	+		+	Программируется	
UCC1570/2570/3570	Напряжение	Сетевое питание	Прямоходовой, обратноходовой, понижающий, повышающий	1	0.5	0.5	Тотемный	0.085	+		+	100	
UCC15701/25701/35701	Напряжение	Сетевое питание	Прямоходовой, обратноходовой, понижающий, повышающий	1	1.2	0.7	Тотемный	0.13	+		+	100	+
UC1572/2572/3572	Напряжение	Маломощный высокоэффективный стабилизатор	Отрицательное выходное на-пряжение, обратноходовой	2	0.5	0.3	Тотемный					100	
UC1573/2573/3573	Напряжение	Маломощный высокоэффективный стебилизатор	Понижающий	2	0.5	0.3	Тотемный					100	
UC2578/3578	Напряжение	DC/DC	Понижающий	2	0.6 (вытекающий), 0.8 (втекающий)	0.1 (внешний генератор)	Плавающий тотемный	—	+			90	

8

ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Прибор	Контроль	Применение	Тип преобразователя	Разброс опорного напряжения, %	Пиковый выходной ток, А	Максимальная рабочая частота, МГц	Выход	Ток запуска, мА	Мягкий запуск	Бланкирование защиты	Прямая связь по напряжению	Максимальный рабочий цикл, %	Отдельный генератор/вывод синхронизации
UCC1580/2580/3580	Напряжение	ШИМ с активной защелкой/сбросом	Прямоходовой, обратноходовой	1.5	1/0.5	1	Два комплементарных тотемных	0.05	+		+	Программируется	+
UCC1581/2581/3581	Напряжение	Сетевое питанив (входная сторона), ШИМ для ISDN	Прямоходовой, обратноходовой	1.5	1	0.1	Тотемный	0.1	+			Программируется	+
UCC1582/2582/3582	Напряжение	Высокоэффективные DC/DC-преобразователи	Синхронный понижающий	1.5	0.5	0.5	Два комплементарных тотемных	0.015	+			100	
UCC1583/2583/3583	Напряжение	Вторичные источники питания	Понижающий	1.5	1.5 (вытекающий)/0.5 (втекающий)	0.5	Тотемный	0.1	+			95	+
UC1584/2584/3584	Напряжение	(Вторичная цепь) синхронные DC/DC-преобразователи с пост-стабилизацией	Понижающий	1	1.5	1	Тотемный		+			94	+
UCC1800/2800/3800	Ток	DC/DC и батарейное питание	Понижающий, повышающий	1.5	1	1	Тотемный	0.1	+	+		100	
UCC1801/2801/3801	Ток	DC/DC и батарейное питание	Понижающий, повышающий	1.5	1	1	Тотвмный	0.1	+	+		50	
UCC1802/2802/3802	Ток	Сетевое питание	Прямоходовой, обратноходовой	1.5	1	1	Тотемный	0.1	+	+		100	
UCC1803/2803/3803	Ток	DC/DC и батарейное питание	Понижающий, повышающий	1.5	1	1	Тотемный	0.1	+	+		100	
UCC1804/2804/3804	Ток	Сетевое питание	Прямоходовой, обратноходовой	1.5	1	1	Тотемный		+	+		50	
UCC1805/2805/3805	Ток	DC/DC и батарейное питание	Прямоходовой, обратноходовой	1.5	1	1	Тотемный	0.1	+	+		50	
UCC1806/2806/3806	Ток	Двухтактный контроллер, изолированный выход	Двухтактный. мостовой, полумостовой	1	0.5	1	Два тотемных	0.1	+			50/50	
UCC1807/2807/3807	Ток	Сетвевое питание, DC/DC и батарейное питание	Прямоходовой, обратноходовой, понижающий, повышающий	1.5	1	1	Тотемный	0.1	+	+		Программируется	
UCC1808/2808/3808	Ток	Сетевое питание, DC/DC	Двухтактный мостовой, полумостовой	2	0.5 (вытекающий)/1 (втекающий)	1	Два тотемных	0.1	+	+		50/50	
UCC1809/2809/3809	Ток	Сетевое питание с изоляцией, DC/DC	Прямоходовой, обратноходовой, понижающий, повышающий	5	0.4 (вытекающий)	1	Тотемный	0.1	+			90	
UCC1810/2810/3810	Ток	Двойной ШИМ преобразователь, сетевое питание, преобразователь	Прямоходовой, обратноходовой, понижающий, повышающий	1.5	1	1	Два тотемных	0.15		+		50	+
UCC2813-0/3813-0	Ток	DC/DC и батарейное питание	Понижающий, повышающий	1.5	1	1	Тотемный	0.1	+	+		100	
UCC2813-1/3813-1	Ток	DC/DC и батарейное питание	Понижающий, повышающий	1.5	1	1	Тотемный	0.1	+	+		50	
UCC1813-2/3813-2	Ток	Сетевое питание	Прямоходовой, обратноходовой	1.5	1	1	Тотемный	0.1	+	+		100	
UCC1813-3/3813-3	Ток	DC/DC и батарейное питание	Понижающий, повышающий	1.5	1	1	Тотемный	0.1	+	+		100	
UCC2813-4/3813-4	Ток	Сетевое питание	Прямоходовой, обратноходовой	1.5	1	1	Тотемный	0.1	+	+		50	
UCC2813-5/3813-5	Ток	DC/DC и батарейное питание	Прямоходовой, обратноходовой	1.5	1	1	Тотемный	0.1	+	+		50	
UC1823/2823/3823	Ток, напряжение	DC/DC	Понижающий, повышающий	1	1.5	1	Тотемный	1.1	+		+	100	+
UC1823A/2823A/3823A	Ток. напряжение	DC/DC	Понижающий, повышающий	1	2	1	Тотемный	0.1	+	+	+	Программируется	+
UC1823B/2823B/3823B	Ток, напряжение	Сетевое питание	Понижающий, повышающий	1	2	1	Тотемный	0.1	+	+	+	Программируется	+
UC1824/2824/3824	Ток, резонанс	Синхронный выпрямитель, прямоходовой преобразователь	Прямоходовой, обратноходовой	1	1.5	1	Два тотемных	1.1	+			100	+
UC1825/2825/3825	Ток. напряжение	DC/DC	Двухтактный, мостовой, полумостовой	1	1.5	1	Два тотемных	1.1	+			50/50	+
UC1825A/2825A/3825A	Ток, напряжение	DC/DC	Двухтактный, мостовой, полумостовой	1	2	1	Два тотемных	0.1	+	+	+	Программируется	+
UC1825B/2825B/3825B	Ток, напряжение	Сетевое питание, DC/DC	Двухтактный, мостовой, полумостовой	1	2	1	Два тотемных	0.1	+	+	+	Программируется	+
UCC1826/2828/3826	Ток	Вторичная цепь, режим среднего тока	Прямоходовой, обратноходовой, понижающий, повышающий	1	0.25	1	Тотемный		+			Программируется	+

ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Прибор	Контроль	Применение	Тип преобразователя	Разброс опорного напряжения, %	Пиковый выходной ток, А	Максимальная рабочая частота, МГц	Выход	Ток запуска, мА	Мягкий запуск	Бланкирование защиты	Прямая связь по напряжению	Максимальный рабочий цикл, %	Отдельный генератор/вывод синхронизации
UC1827/2827/3827	Ток, напряжение	Многовыходной или высоковольтный DC/DC	Понижающий источник тока или нвпряжения, двухтактный	4	1 (понижающий), 0.8 (двухтактный)	0.5	Плавающий понижающий, двухтактный	1	+		+	Программируется	+
UCC1829/2829/3829	Ток, напряжение	Сетевое питание DC/DC	Понижающий, повышающий, двухтактный, полумостовой, мостовой	1	2.2	1	Два тотемных	0.2	+			50/50	+
UCC1839/2839/3839	Ток	Вторичная цепь, режим среднего тока	Любой	1	10 мА для управления оптопарой	1	Драйвер оптопары						
UC1841/2841/3841	Ток, напряжение	Сетевое питание, DC/DC	Прямоходовой, обратноходовой, понижающий, повышающий	1	1	0.5	Открытый коллектор	4.5	+		+	Программируется	
UC1842/2842/3842	Ток	Сетевое питание	Прямокодовой, обратноходовой понижающий, повышающий	1	1	0.5	Тотемный	1.0				100	
UC1842A/2842A/3842A	Ток	Сетевое питание	Прямоходовой, обратноходовой понижающий, повышающий	1	1	0.5	Тотемный	0.5				100	
UC1843/2843/3843	Ток	DC/DC	Прямоходовой, обратноходовой понижающий, повышающий	1	1	0.5	Тотемный	1.0				100	
UC1843A/2843A/3843A	Ток	DC/DC	Прямоходовой, обратноходовой понижающий, повышающий	1	1	0.5	Тотемный	0.5				100	
UC1844/2844/3844	Ток	Сетевое питание	Прямоходовой, обратноходовой понижающий, повышающий	1	1	0.5	Тотемный	1.0				50	
UC1844A/2844A/3844A	Ток	Сетевое питание	Прямоходовой, обратноходовой понижеющий, повышающий	1	1	0.5	Тотемный	0.5				50	
UC1845/2845/3845	Ток	DC/DC	Прямоходовой, обратноходовой понижающий, повышающий	1	1	0.5	Тотемный	1.0				50	
UC1845A/2845A/3845A	Ток	DC/DC	Прямоходовой, обратноходовой понижающий, повышающий	1	1	0.5	Тотемный	0.5				50	
UC1846/2846/3846	Ток	Сетевое питание, DC/DC	Двухтактный, мостовой, полумостовой	1	0.5	0.5	Два тотемных		+			50/50	+
UC1847/2847/3847	Ток	Сетевое питание, DC/DC	Двухтактный, мостовой, полумостовой	1	0.5	0.5	Два тотемных		+			50/50	+
UC1848/2848/3848	Ток	Режим среднего тока, сетевое питание. DC/DC-преобразователи	Прямоходовой, обратноходовой	1	2	1	Тотемный	0.5				Программируется	
UC1849/2849/3849	Ток	Вторичная цепь, режим среднего тока	Прямоходовой, обратноходовой, понижающий, повышающий	1	0.25	1	Тотемный		+			Программируется	+
UC1851/2851/3851	Ток, напряжение	Программируемый контроллер входной стороны, DC/DC, сетевое питание	Прямоходовой, обратноходовой, понижающий, повышающий	1	0.2	0.5	Тотемный	4.5	+		+	50	
UC1852/2852/3852	Резонанс	Коррекция коэффициента мощности, коммутация при нулевом токе	Повышающий	7	0.5	0.25	Один	1.0					
UC1855/2855/3855	Резонанс	Коррекция коэффициента мощности, коммутация при нулевом напряжении	Повышающий	1	1.5	0.5	Два тотемных с мягим включением	0.15	+			100	+
UC1856/2856/3856	Ток	Двухтактный контроллер, изолированный выход	Двухтактный, мостовой, полумостовой	1	1.5	1	Два тотемных		+			50/50	+
UC1860/2860/3860	Резонанс	Сетевое питание, DC/DC, коммутация при нулевом токе	Мостовой, полумостоеой	1	2	2	Два тотемных с мягим включением	0.3	+			Программируется	+
UC1861/2861/3861	Резонанс	Сетевое питание, DC/DC, коммутация при нулевом напряжении	Мостоеой, полумостовой	1	1	1	Два тотемных	0.15	+			50/50	
UC1862/2862/3862	Рвзонанс	DC/DC, коммутация при нулевом напряжении	Прямоходовой, обратноходовой	1	1	1	Тотемный	0.15	+			100	
UC1863/2863/3863	Резонанс	DC/DC, батарейное питание, коммутация по нулевому напряжению	Мостовой, полумостовой	1	1	1	Два тотемных с мягим включением	0.15				50/50	

8

ШИМ-КОНТРОЛЛЕРЫ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

Прибор	Контроль	Применение	Тип преобразователя	Разброс опорного напряжения, %	Пиковый выходной ток, А	Максимальная рабочая частота, МГц	Выход	Ток запуска, мА	Мягкий запуск	Бланкирование защиты	Прямая связь по напряжению	Максимальный рабочий цикл, %	Отдельный генератор/вывод синхронизации
UC1864/2864/3864	Резонанс	DC/DC, батарейное питание, коммутация по нулевому напряжению	Прямоходовой, обратноходовой	1	1	1	Тотемный	0.15				100	
UC1865/2865/3865	Резонанс	Сетевое питание, коммутация при нулевом токе	Мостовой, полумостовой	1	1	1	Два тотемных с мягим включением	0.15				50/50	
UC1866/2866/3866	Резонанс	Сетевое питание, коммутация при нулевом токе	Прямоходовой, обратноходовой	1	1	1	Тотемный	0.15				100	
UC1867/2867/3867	Резонанс	DC/DC, батарейное питание, коммутация при нулевом токе	Мостовой, Полумостовой	1	1	1	Два тотемных с мягим включением	0.15				50/50	
UC1868/2868/3868	Резонанс	DC/DC, батарейное питание, коммутация при нулевом токе	Прямоходовой, обратноходовой	1	1	1	Тотемный	0.15				100	
UC1875/2875/3875	Ток, напряжение, резонанс	Переключение при нулевом напряжении, мост с фазовым сдвигом	Мостовой	1	2	1	Четыре тотемных со сдвигом фазы	0.15	+			100	+
UC1876/2876/3876	Ток, напряжение, резонанс	Переключение при нупевом напряжении, мост с фазовым сдвигом	Мостовой	1	2	1	Четыре тотемных со сдвигом фазы	0.15				100	+
UC1877/2877/3877	Ток, напряженив, резонанс	Переключение при нулевом напряжении, мост с фазовым сдвигом	Мостовой	1	2	1	Четыре тотемных со сдвнгом фазы	0.15				100	+
UC1878/2878/3878	Ток, Напряжение, резонанс	Пвреключение при нулевом напряженин, мост с фазовым сдвигом	Мостовой	1	2	1	Четыре тотемных со сдвигом фазы	0.15				100	+
UC2879/3879	Ток, резонанс	Переключение при нулевом напряжении, мост с фазовым сдвигом	Мостовой	1	0.1	0.3	Четыре тотемных со сдвигом фазы	0.15				100	+
UCC1883/2883/3883	Ток	Входная сторона, контроплер для ISDN	Обратноходовой	1	0.7	0.4	Один		+			50	+
UCC1884/2884/3884	Ток	Сетевое питание, DC/DC	Прямоходовой, обратноходовой, понижающий, повышающий	2	0.5 (вытекающий)	0.7	Один	0.2	+			80	+
UCC1885/2885/3885	Ток	Вторичная цепь, для ISDN	Обратноходовой	1		0.4	Один		+			50	+
UCC1888/2888/3888	Напряжение	Контроллер сетевого питания	Обратноходовой	3	0.15	0.25	Тотемный	0.15			+	55	
UCC1889/2889/3889	Напряжение	Контроллер сетевого питания	Обратноходовой	3	0.15	0.25	Тотемный	0.15			+	55	
UCC1890/2890/3890	Напряжение	Контроллер сетевого зарядного устройства	Обратноходовой	4	0.15	0.25	Тотемный				+	—	
UCC1895/2895/3895	Напряжение, резонанс	Переключение при нулевом напряжении, мост с фазовым сдвигом	Мостовой	1	0.1	1	Четыре тотемных со сдвигом фазы	0.15			+	100	+

КОНТРОЛЛЕРЫ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ТОКУ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Прибор	Применение	Тип преобразователя	Разброс опорного напряжения, %	Пиковый выходной ток, А	Максимальная рабочая частота, МГц	Выход	Мягкий запуск	Режим среднего тока	Ограничение мощности	Рабочий цикл, %	Особенности
UCC2830/3830	Питание микропроцессора	Понижающий	1	1.5	0.1/0.2/0.4	Один		+	+	95	5-битовое программирование выходного напряжения, монитор поеышенного/пониженного напряжения
UC1870/2870/3870	Синхронный выпрямитель, режим среднего тока	Понижающий	2	1	0.3	Два тотемных	+	+		100	Внешний источник опорного напряжения до 1.5 В (не менее)
UC1874/2874/3874	Синхронный выпрямитель, режим среднего тока	Понижающий	2	1	0.3	Два тотемных	+	+		100	Режим пониженного энергопотребления
UCC2880/3880	Питание микропроцессора	Понижающий	1	1.5	0.1/0.2/0.4	Один		+	+	95	4-битовое программирование выходного напряжения, монитор поеышенного/пониженного напряжения
UCC1881/2881/3881	Питание микропроцессора	Понижающий	1	1.5	0.1/0.2/0.4	Один		+	+	95	
UCC2882/3882	Питание микропроцессора	Синхронизированный понижающий	1	1.5	0.7	Два драйвера n-FET		+	+	95	5-битовое программирование выходного напряжения, монитор повышенного/пониженного напряжения
UC1886/2886/3886	Питание микропроцессора	Понижающий	1.5	1.5	0.4	Один		+		95	Вход для внешнего ИОН, используется с UC3910

КОНТРОЛЛЕРЫ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ТОКУ ДЛЯ ОСВЕЩЕНИЯ

Прибор	Применение	Тип преобразвателя	Рабочее напряжение, В	Разброс опорного напряжения, %	Упрвеление яркостью лампы					
UCC2305/3305	Контроллер постоянной мощности для HID памп	Обратноходовой, повышающий	5...18	2	+	+	+		200	+
UC1871/2871/3871	Драйвер люминесцентной лампы с источником смещения для ЖКИ с переключением по нулевому напряжению	Двухтактный	4.5...20	1.2	+	+	+	1	200	+
UC1872/2872/3872	Драйвер люминесцентной лампы с переключением по нулевому напряжению	Двухтактный	4.5...20	1.2	+	+	+	1	200	+

ПРОЧИЕ МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Прибор	Темпервтурный дивпазон, °С	Корпус	Функциональное нвзначение	Применение	Особенности
UC2577	40...+85	TO-220-5, TO-263-5	Простой повышающий стабилизатор напряжения с током до 3 А	Повышающий импульсный стабилизатор для повышающего, обратноходового, и прямоходового источников	• Малое количество внешних элементов • n-p-n выходные ключи на ток до 3 А • токовое управление для улучшения отклика • Версии с фиксированным и регулируемым выходом
UCC1812	–55...+125	CerDIP-8	Повышающий стабилизатор на 12 В	Источник постоянного напряжения 12 В	• Фиксированный выход 12 В • Входное напряжение 3...5 В • Минимвльное количество внешних элементов
UCC2812	–40...+85	DIP-8, SO-8			
UCC3812	0...+70	DIP-8, SO-8			
UCC3831	0...+125	DIP-28	Контроллер питания концентратора универсальной последовательной шины	Питание 5 В для 4-х периферийных устройств и 3.3 В для одного USB-контроллера	• Полная USB совместимость • Возможно отдельное питание • Выходной ток каждого 5 В канала не более 500 мА • Выходной ток 3.3 В канала не более 100 мА • Входное напряжение 6...9 В
UCC2930	–40...+85	CerDIP-16, DIP-16, SO-16	Преобразователь мощности для сотовых телефонов	3- канальный стабилизатор с малым падением напряжения вход-выход и отрицательным питанием	• 3 положительных стабилизатора с малым падением напряжения вход-выход • Отрицательное питвние смещения MESFET • Возможно отдельное питание логических схем • Индикатор нормальной работы • Дежурный режим
UCC3930	0...+70	DIP-16, SO-16			
UCC3941	0...+70	CerDIP-8, DIP-8, SO-8	Синхронный повышающий преобразователь с питанием от 1 В	Высокоэффективный повышающий преобразователь 3.3, 5 В и регулируемый	• Полный запуск при 1 В • Режим ограничения мощности • Вспомогательный источник питания 9 В • Блокировка выхода • Дежурный режим
UCC3954	–20...+70	DIP-8, SO-8	Првобразователь уровня от одного литиевого элемента до 3.3В	Высокоэффективный обратноходовой преобразователь	• Фиксированное выходное напряжение 3.3 В • Выходной ток 750 мА • Предупреждение о разряде аккумулятора • Отключение разряженного аккумулятора • Дежурный режим

КОНТРОЛЛЕРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Прибор	Мягкое переключение	Максимальная рабочая частота, кГц	Полоса пропускания усилителя ошибки, МГц	Режим среднего тока	Выходной ток, А	Ток запуска, мА	Порог пониженного напряжения, В	Защита от перенапряже-ния	Открытый вход	Прямая связь умножителя/делителя	Особенности
UC1852/ 2852/3852	Нулевой ток	Переменная	—		0.5	1	16.3/11.5			—	8 выводов
UC1853/ 2853/3853		125	1	+	1	0.25	11.5/9.5	+		+	8 выводов
UC1854/ 2854/3854		200	0.8	+	1	1.5	16/10		+	+	
UC1854A/ 2854A/3854A		200	5	+	1	0.3	16/10		+	+	
UC1854B/ 2854B/3854B		200	5	+	1	0.3	10.5/10		+	+	
UC1855A/ 2855A/3855A	Нулевой ток	500	5	+	1.5	0.15	16/10	+	+	+	Синтезатор тока
UC1855B/ 2855B/3855B	Нулевой ток	500	5	+	1.5	0.15	10.5/10	+	+	+	Синтезатор тока
UCC1857/ 2857/3857	Нулевой ток	500	5	+	1	0.06	13.8/10			+	Изолированный выход
UCC1858/ 2858/3858		500	5	+	0.5	0.1	13.8/10	+	+	+	Улучшенная эффективность на малой нагрузке

UC1827/2827/3827

Unitrode Products from Texas Instruments

ДВУХТАКТНЫЙ ПОНИЖАЮЩИЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР

ОСОБЕННОСТИ

- **Идеально подходит для преобразователей с несколькими выходными напряжениями и/или высоким выходным напряжением**
- **Рабочая частота .... до 500 кГц**
- **Точное ограничение тока короткого замыкания**
- **Широкополосный дифференциальный усилитель контроля тока с малым смещением нуля**
- **Режимы работы понижающего преобразователя с управлением по среднему току, по пиковому току или с управлением по напряжению с прямой связью (feed forward)**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы серии UCx827 представляют собой схемы управления для каскадных понижающих и двухтактных преобразователей. Эти преобразователи известны как конвертеры с токовым питанием (current fed) или питанием напряжением (voltage fed), что идеально подходит для применений с несколькими выходными/высоковольтными напряжениями. Рабочая частота двухтактной схемы в два раза ниже, чем понижающего преобразователя, и имеет рабочий цикл 50%. Схема управления двухтактным выходным каскадом в UCx827-1 обеспечивает временное перекрытие включенных состояний ключевых транзисторов, что обеспечивает исключение перегрузок по напряжению в преобразователях с питанием током. Схема управления двухтактным выходным каскадом в UCx827-2 обеспечивает временной зазор между включенными состояниями ключевых транзисторов, что обеспечивает исключение протекания сквозных токов в преобразователях с питанием напряжением.

Выходное напряжение преобразователя стабилизируется широтно-импульсным модулятором понижающего ключа. Микросхема UCx827 содржит все защитные и ШИМ-функции понижающего преобразователя. В схеме используется плавающий ключ, напряжение выходного каскада имеет сдвиг по напряжению для получения входного напряжения до 72 В (DC).

Микросхема может быть установлена в традиционный режим управления по напряжению при использовании техники прямой связи (feedforward) или в режим питания током. Использование токового питания предотвращает насыщение сердечника двухтактного трансформатора благодаря временному рассогласованию и разбросу номиналов компонентов. При контроле среднего тока возможно точное управление током дросселя питающим выходной каскад, без чрезмерной чувствительности к шумам, свойственной режиму контроля пикового тока. Петля обратной связи при контроле среднего тока может быть запараллелена с петлей обратной связи стабилизации напряжения, тогдв она будет проявляться только в аварийных условиях.

К другим особенностям UCx827 относятся двунаправленная синхронизация, программируемое пользователем время перекрытия (overlap time) для UCx827-1 и время неперекрытия для UCx827-2, широкополосный токоизмерительный усилитель и схема мягкого запуска.

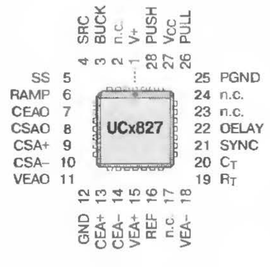
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

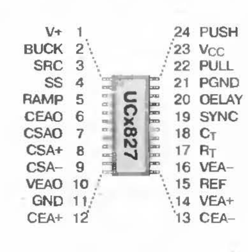
Пластмассовый корпус типа DIP-24
Пластмассовый корпус типа CerDIP-24

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Питание выходного каскада понижающего ШИМ-контроллера	V+	1	24	PUSH	Выход на затвор ключевого транзистора
Вывод подключения затвора ключевого транзистора понижающего преобразователя	BUCK	2	23	V_{CC}	Напряжение питания схемы управления
Вывод подключения стока ключевого транзистора понижающего праобразователя	SRC	3	22	PULL	Выход на затвор ключевого транзистора
Конденсатор мягкого запуска	SS	4	21	PGND	Силовая земля
Пилообразное напряжение	RAMP	5	20	DELAY	Задержка*
Выход усилителя ошибки по току	CEAO	6	19	SYNC	Вывод синхронизации
Выход усилителя контроля тока	CSAO	7	18	C_T	Времязадающий конденсатор
Неинвертирующий вход усилителя контроля тока	CSA+	8	17	R_T	Врамязадающий резистор
Инвертирующий вход усилителя контроля тока	CSA–	9	18	VEA–	Инвертирующий вход усилителя ошибки по напряжению
Выход усилителя ошибки по напряжению	VEAO	10	15	REF	Выход опорного напряжения 5 В
Земля	GND	11	14	VEA+	Неинвертирующий вход усилителя ошибки по напряжению
Неинвертирующий вход усилителя ошибки по току	CEA+	12	13	CEA–	Инвертирующий вход усилителя ошибки по току

* —Установка интервала перекрытия (в UC3827-1) и паузы (в UC3827-2) между сигналами на выходах PUSH и PULL

Пластмассовый корпус типа PLCC-28

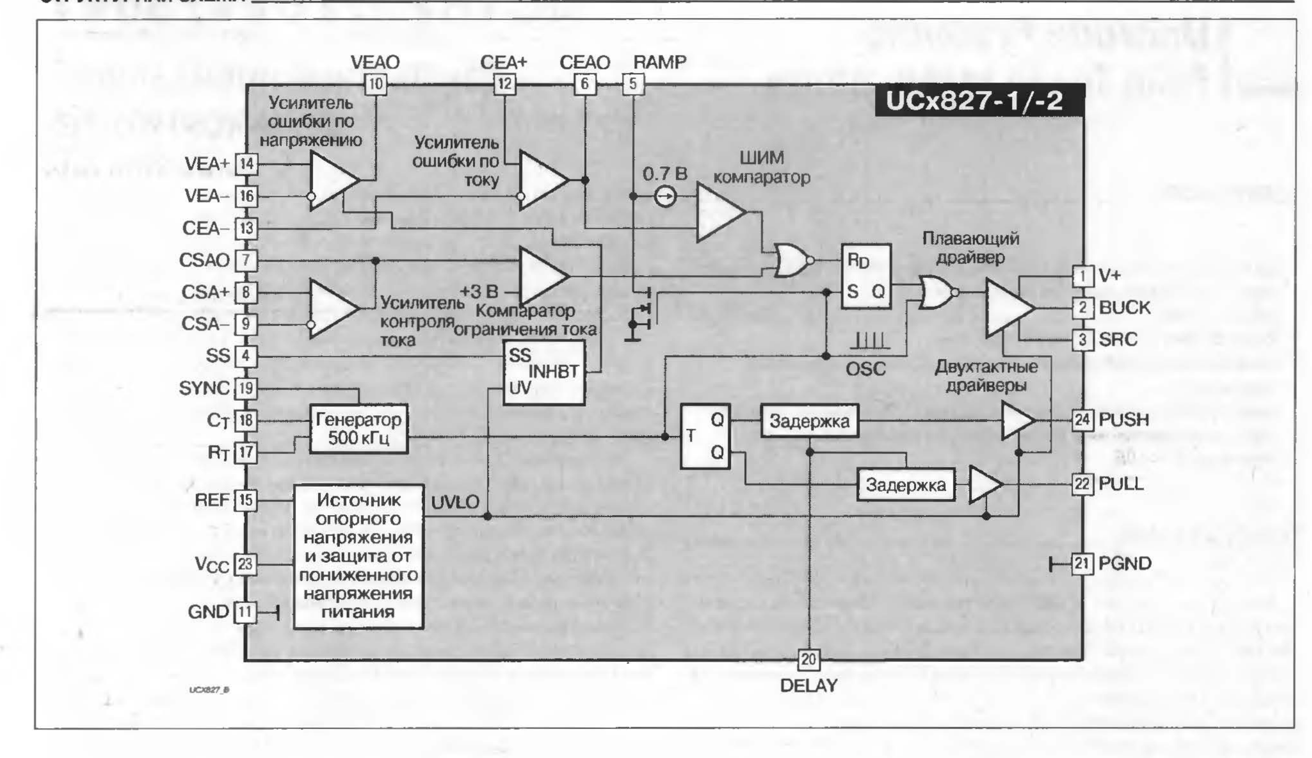




Пластмассовый корпус типа SOP-24

8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Температурный диапазон, °C
UC1827-xJ	CerDIP-24	–55...+125
UC2827-xN	DIP-24	–40...+85
UC2827-xDW	SOP-24W	–40...+85
UC2827-xQ	PLCC-28	–40...+85
UC3827-xN	DIP-24	0...+70
UC3827-xDW	SOP-24W	0...+70
UC3827-xQ	PLCC-28	0...+70

Примечание:
UCx827-1 — Двухтактные преобразователи с токовым питанием (current fed)
UCx827-2 — Двухтактные преобразователи с питанием напряжением (voltage fed)

UCC1582/2582/3582

Unitrode Products
from Texas Instruments

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПОНИЖАЮЩИМ СИНХРОННЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ С ВЫСОКИМ КПД

ОСОБЕННОСТИ

- Режим управления по напряжению
- Диапазон входных напряжений .... 4.5...7 В
- Выходное напряжение .... от 1.25 В
- Ток потребления в дежурном ражиме .... 15 мкА (typ)
- Ограничение тока короткого замыкания без потерь
- Типовое значение КПД .... более 90%
- Диапазон значений рабочего цикла........................... от 0 до 100%

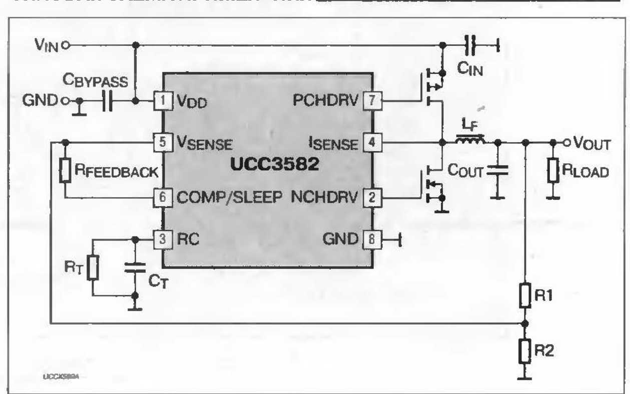
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Серия микросхем UCCx582 отличается использованием в качестве "верхнего" ключа *p*-канального МОП-транзистора, что исключает необходимость применения форсированного (повышенного) питания для управления его затвором. Паденив напряжения на этом транзисторе используется для ограничения тока в режиме короткого замыкания. Предусмотрено исключение протекания сквозных токов. При 100%-ом рабочем цикле преобразователь работает как линейный стабилизатор, что способствует более полному использованию емкости батарей. Встроенная цепь мягкого запуска обеспечивает выход на номинальный уровень выходного напряжения за 5 мс с минимальным выбросом. Компаратор защиты от пониженного напряжения питания настроен на 4.5 В с гистерезисом 200 мВ.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Температурный диапазон, °С
UCC1582J	CerDIP-8	-55...+125
UCC2582D	SOP-8	-25...+85
UCC2582N	DIP-8	-25...+85
UCC3582D	SOP-8	0...+70
UCC3582N	DIP-8	0...+70

ТИПОВАЯ СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8
Керамический корпус типа CerDIP-8

UCCx582

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Напряжение питания	V_{DD}	1	8	GND	Земля
Вывод управления затвором транзистором нижнего плеча	NCHDRV	2	7	PCHDRV	Вывод управления затвором транзистора верхнего плеча
Частотозадающие конденсатор и разистор	RC	3	6	CDMP/SLEEP	Выход усилителя обратной связи/Включение дежурного режима
Вход компаратора ограничения тока	I_{SENSE}	4	5	V_{SENSE}	Вход обратной связи

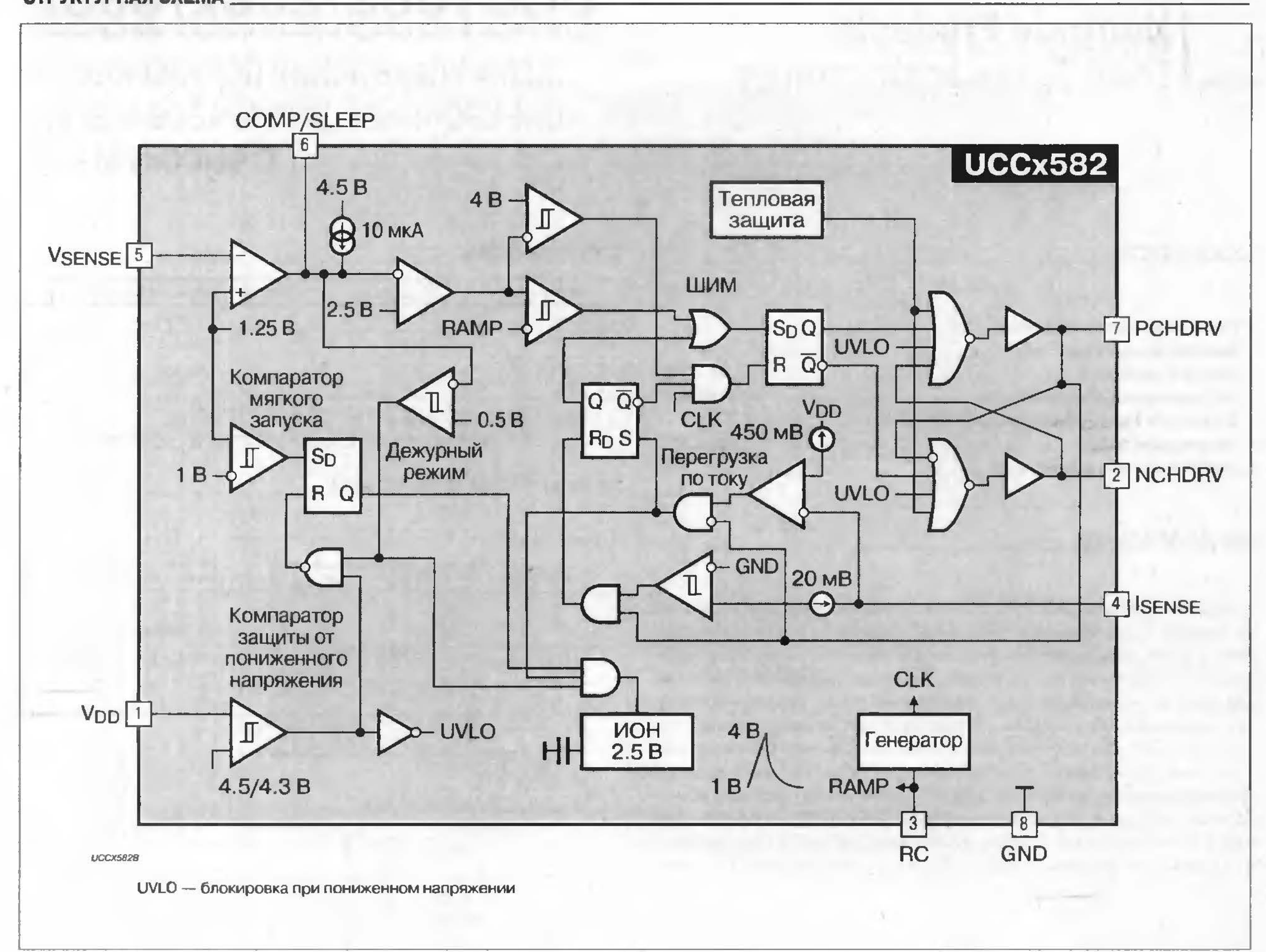
Пластмассовый корпус типа SOP-8

UCCx582

Вывод	№	№	Вывод
V_{DD}	1	8	GND
NCHDRV	2	7	PCHDRV
RC	3	6	CDMP/SLEEP
I_{SENSE}	4	5	V_{SENSE}

8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



UVLO — блокировка при пониженном напряжении

UCC1858/2858/3858

Unitrode Products from Texas Instruments

КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

ОСОБЕННОСТИ

- Программируемое изменение частоты ШИМ-модулятора, повышающее КПД при малых нагрузках
- Предпусковой ток потребления .... 100 мкА
- Возможность внешней синхронизации
- Напряжение питания .... 12...18 В
- Точное ограничение мощности

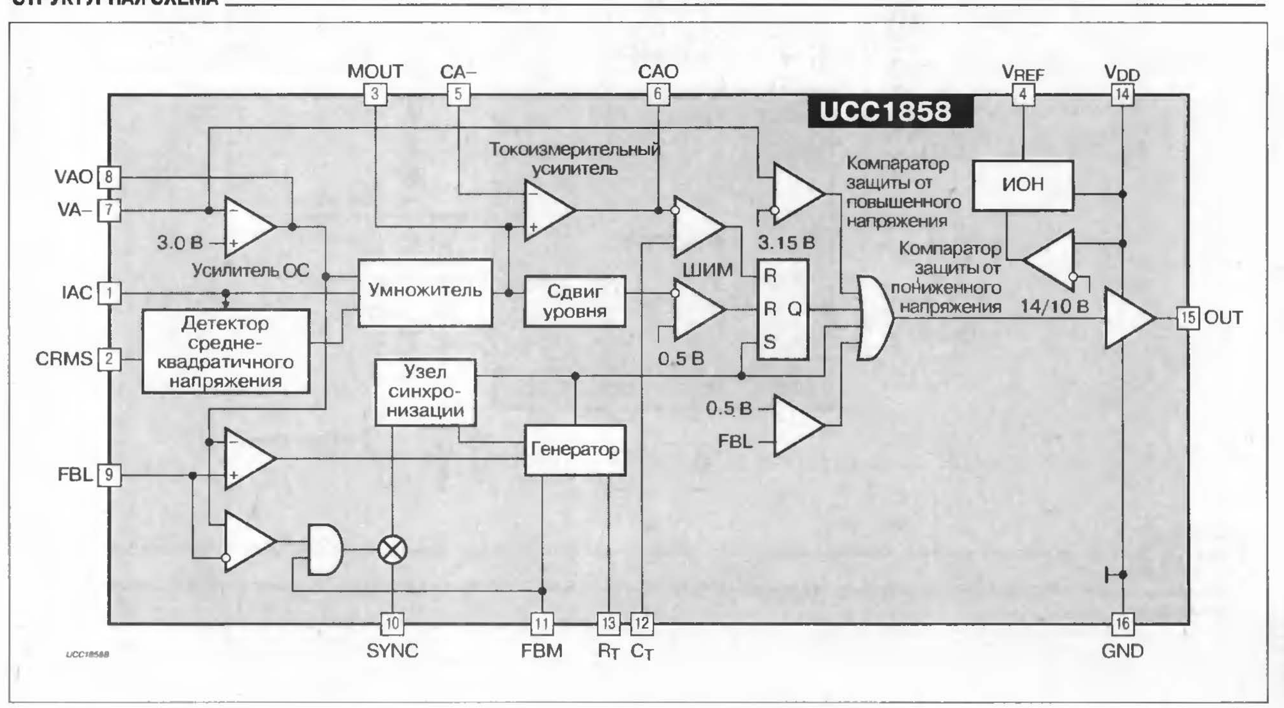
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема UCCx858 обеспечивает все функции, необходимые для активных корректоров мощности. В ИС реализован режим управления по среднему току с обеспечением формы тока, повторяющей форму напряжения в сети переменного тока. В отличие от более ранних разработок, в данной ИС при снижении нагрузки рабочая частота пропорционально снижается, а продолжительность пауз между импульсами тока увеличивается. Простота внешней синхронизации обеспечивает возможность объединять ИС UCCx858 с понижающим стабилизатором, обеспечивающим гальваническую развязку питаемых цепей от сети питания. К особенностям ИС относится наличие встроенной защит от перегрузки по току и от чрезмерно повышенного и пониженного напряжения, а также весьма малый собственный ток потребления. Имеется возможность включения дежурного режима. Источник опорного напряжения 7.5 В обеспечивает выходной ток до 10 мА.

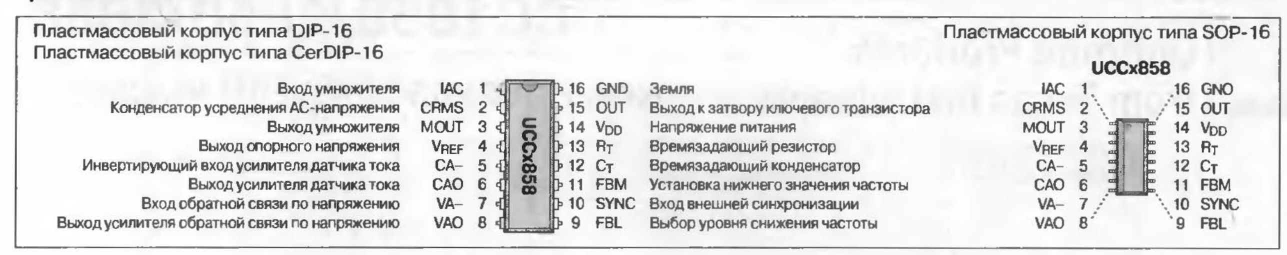
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Температурный диапазон, °С
UCC1858J	CerDIP-16	-55...+150
UCC2858D	SOP-16	-40...+85
UCC2858N	DIP-16	-40...+85
UCC3858D	SOP-16	0...+70
UCC3858N	DIP-16	0...+70

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



Пластмассовый корпус типа DIP-16
Пластмассовый корпус типа CerDIP-16

Пластмассовый корпус типа SOP-16

UCCx858

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вход умножителя	IAC	1	16	GND	Земля
Конденсатор усреднения АС-напряжения	CRMS	2	15	OUT	Выход к затвору ключевого транзистора
Выход умножителя	MOUT	3	14	V_{DD}	Напряжение питания
Выход опорного напряжения	V_{REF}	4	13	R_T	Времязадающий резистор
Инвертирующий вход усилителя датчика тока	CA–	5	12	C_T	Времязадающий конденсатор
Выход усилителя датчика тока	CAO	6	11	FBM	Установка нижнего значения частоты
Вход обратной связи по напряжению	VA–	7	10	SYNC	Вход внешней синхронизации
Выход усилителя обратной связи по напряжению	VAO	8	9	FBL	Выбор уровня снижения частоты

СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ

Рис. 1. Типовая схема включения

Примечание

* Выводы [4], [9] и [14] для хорошей помехоустойчивости должны шунтироваться на GND комбинацией кервмического (0.47 мкФ) и танталового (4.7 мкФ) конденсаторов.

** Трансформатор может быть выполнен на аморфном сердечнике MP4510PFC фирмы Alied Signal: первичная обмотка 100 аитков (AWG18), вторичная обмотка 5 виткое.

Рис. 2. Схема применения в двухквскадном преобразоввтеле напряжения

МАЛОМОЩНЫЙ ШИМ-КОНТРОЛЛЕР С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ТОКУ

ОСОБЕННОСТИ

- Пусковой ток потребления .... 100 мкА (typ)
- Собственный ток потребления в рабочем режиме .... 500 мкА (typ)
- Рабочая частота .... до 1 МГц
- Встроенная цепь мягкого запуска
- Встроенная цепь маскирования переднего фронта токового импульса
- Тотемный (квазикомплементарный) выходной каскад с током до 1 А
- Время распространения сигнала от входа компаратора тока до выхода выходного каскада .... 70 нс (typ)
- Погрешность источника опорного напряжения 1.5%
- Совместимость цоколевки с UCCx802, UCx842, UCx842A

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы серии UCCx813-0/-1/-2/-3/-4/-5 предназначены для построения сетевых и DC/DC-преобразователей и отличаются от серии UCx842 наличием встроенных цепей мягкого запуска и маскирования переднего фронта токового импульса. Температурный диапазон для UCC2813-x — от –40 до +85°C, для UCC3813-x — от 0 до +70°C. Микросхемы с суффиксами -3 и -5, имеющие более низкие значения опорного напряжения и пороговых напряжений включения и выключения, предназначены преимущественно для систем батарейного питания, в то время как микросхемы с суффиксами -2 и -4 — для систем сетевого питания.

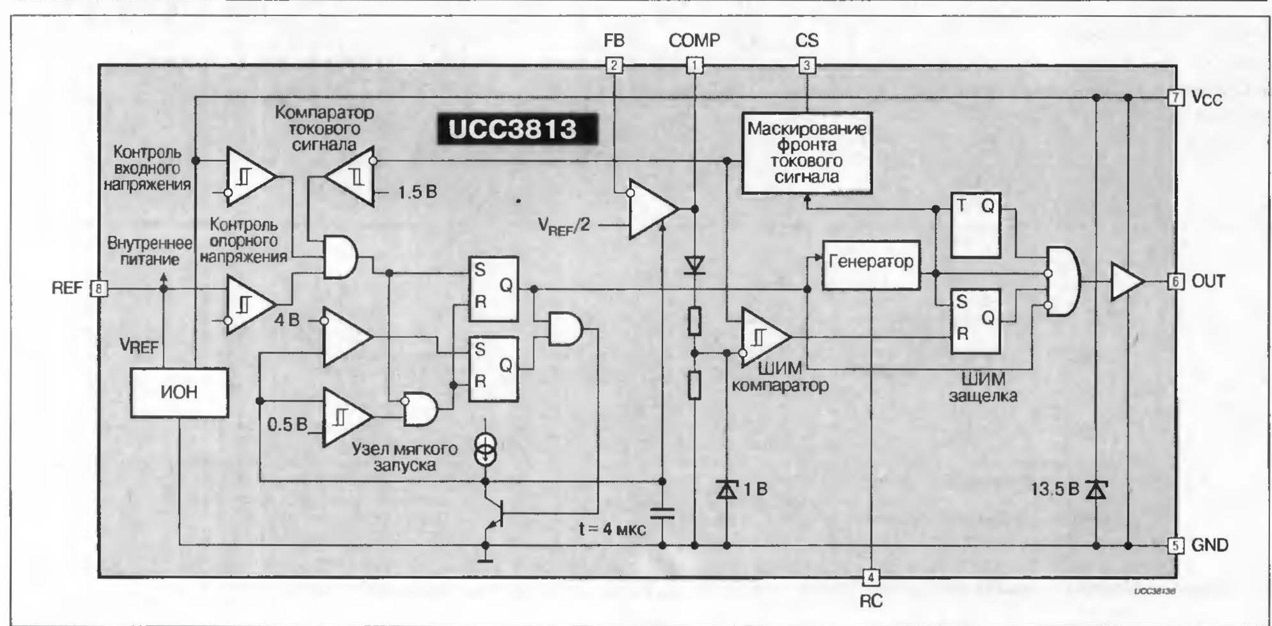
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Температурный диапазон, °C
UCC2813-xD	SOP-16	-40...+85
UCC2813-xN	DIP-16	-40...+85
UCC2813-xJ	CerDIP-16	-40...+85
UCC3813-xD	SOP-16	0...+70
UCC3813-xN	DIP-16	0...+70

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

Прибор	Максимальный рабочий цикл, %	Опорное напряжение, В	Пороговое напряжение включения, В	Пороговое напряжение выключения, В
UCCx813-0	100	5	7.2	6.9
UCCx813-1	50	5	9.4	7.4
UCCx813-2	100	5	12.5	8.3
UCCx813-3	100	4	4.1	3.6
UCCx813-4	50	5	12.5	8.3
UCCx813-5	50	4	4.1	3.6

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа DIP-8

UCCx813

Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Выход усилителя ошибки	COMP	1	8	REF	Выход источника опорного напряжения
Инвертирующий вход усилителя ошибки	FB	2	7	V_{CC}	Вывод напряжения питания
Вход токового компаратора	CS	3	6	OUT	Выход к затвору ключевого транзистора
Времязадающие резистор и конденсатор	RC	4	5	GND	Земля

Пластмассовый корпус типа SOP-8

UCCx813

Вывод	№	№	Вывод
COMP	1	8	REF
FB	2	7	V_{CC}
CS	3	6	OUT
RC	4	5	GND

UCC2882/-1/3882/-1

КОНТРОЛЛЕР ИМПУЛЬСНОГО СТАБИЛИЗАТОРА С 5-РАЗРЯДНЫМ ЦАП И СИНХРОННЫМ ВЫПРЯМЛЕНИЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- Точность выходного напряжения 1%
- Входное преобразуемое напряжение .... 5...13.2 В
- Напряжение питания .... 10.8...13.2 В
- Токоизмерительный усилитель с малым напряжением смещения
- Максимальная частота преобразования .... 700 кГц
- Регулируемый уровень ограничения тока
- Блокировка по снижению или превышению выходного напряжения
- Квазикомплементарные (тотемные) выходы с устанавливаемой задержкой
- Вывод разрешения работы

ПРИМЕНЕНИЕ

- Источники питания микропроцессоров

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы UCCx882/-1 представляют собой прецизионный широтно-импульсный стабилизатор напряжения, управляемый ЦАП, и предназначены для питания микропроцессоров, устанавливаемых в аппаратуру с питанием 5 и 12 В.

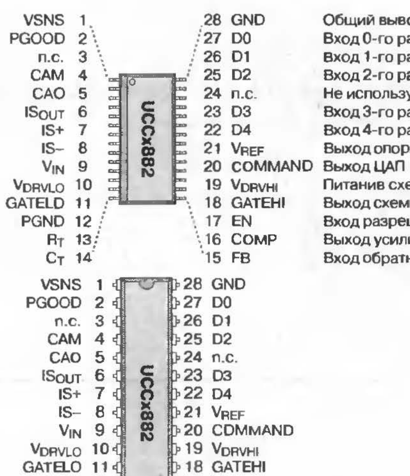
Они состоят из прецизионного источника опорного напряжения на 5 В, широтно-импульсного модулятора, цифро-аналогового преобразователя, узла контроля выходного напряжения и ограничителя тока. Выходное напряжение стабилизатора перестраивается от 1.8 до 2.05 В с шагом 50 мВ и от 2.1 до 3.5 В с шагом 100 мВ. Узел контроля выходного напряжения запрещает работу стабилизатора, если выходное напряжение повысится на 25% или снизится на 7% от номинального значения. Ограничитель тока служит для защиты стабилизатора от перегрузки при коротком замыкании. В режиме короткого замыкании, когда выходное напряжение уменьшается наполовину, производится снижение уровня ограничения тока на 50%. Для выключения стабилизатора достаточно замкнуть вывод EN на землю (при этом выходное напряжение ЦАП падает ниже 1.8 В) или установить на всех входах ЦАП высокий уровень напряжения.

ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Диапазон рабочих температур, °С
UCC2882P	DIP-28	–25...+85
UCC2882DW	SOP-28	–25...+85
UCC2882PW	SOP-28	–25...+85
UCC2882P-1	DIP-28	–25...+85
UCC2882DW-1	SOP-28	–25...+85
UCC3882P	DIP-28	0...+70
UCC3882DW	SOP-28	0...+70
UCC3882P-1	DIP-28	0...+70
UCC3882DW-1	SOP-28	0...+70

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ

Пластмассовый корпус типа SOP-28



Назначение	Вывод	№	№	Вывод	Назначение
Вход схемы контроля выходного напряжения	VSNS	1	28	GND	Общий вывод, земля
Выход схемы контроля выходного напряжения	PGOOD	2	27	D0	Вход 0-го разряда ЦАП
Не используется	n.c.	3	26	D1	Вход 1-го разряда ЦАП
Инвертирующий вход усилителя ограничителя тока	CAM	4	25	D2	Вход 2-го разряда ЦАП
Выход усилителя ограничителя тока	CAO	5	24	n.c.	Не используется
Выход измерительного усилителя ограничителя тока	IS_{OUT}	6	23	D3	Вход 3-го разряда ЦАП
инвертирующий вход измерительного усилителя ограничителя тока	IS+	7	22	D4	Вход 4-го разряда ЦАП
Инвертирующий вход измерительного усилителя ограничителя тока	IS–	8	21	V_{REF}	Выход опорного напряжения 5 В
Напряжение питания	V_{IN}	9	20	COMMAND	Выход ЦАП
Питание схемы управления нижнего ключевого транзистора	V_{DRVLO}	10	19	V_{DRVHI}	Питанив схемы управления верхним ключевым транзистор
Выход схемы управления нижним ключевым транзистором	GATELD	11	18	GATEHI	Выход схемы управления верхним ключевым транзистором
Силовая земля	PGND	12	17	EN	Вход разрешения/блокировки работы
Частотозадающий разистор генератора ШИМ	R_T	13	16	COMP	Выход усилителя ошибки
Частотозадающий конденсатор генераторв ШИМ	C_T	14	15	FB	Вход обратной связи модулятора ШИМ

Пластмассовый корпус типа DIP-28

Вывод	№	№	Вывод
VSNS	1	28	GND
PGOOD	2	27	D0
n.c.	3	26	D1
CAM	4	25	D2
CAO	5	24	n.c.
IS_{OUT}	6	23	D3
IS+	7	22	D4
IS–	8	21	V_{REF}
V_{IN}	9	20	CDMMAND
V_{DRVLO}	10	19	V_{DRVHI}
GATELO	11	18	GATEHI
PGND	12	17	EN
R_T	13	16	COMP
C_T	14	15	FB

8

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ

UVLO — блокировка при пониженном напряжении питания

Микросхемы для импульсных источников питания фирмы Vishay Siliconix:

8

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФИРМЫ VISHAY SILICONIX

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ КОНТРОЛЛЕРЫ ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

Прибор	Корпус	Схемотехника преобразователя			Входное напряжение, В	Режим управления	Максимальная частота генератора, МГц	Опорное напряжение, В	Максимальный ток потребления, мА	Выходной ток, А
		Понижающий	Обратноходовой	Прямоходовой						
Si9100	DIP-14, PLCC-20	+	+	+	10...70	ток	1	4	1	2.5
Si9102	DIP-14, PLCC-20	+	+	+	10...120	ток	1	4	1	2
Si9104	SOP-16WB	+	+	+	10...120	ток	1	4	1	2
Si9105	DIP-14, SOP-16WB, PLCC-20	+	+	+	10...120	ток	1	4	0.5	3
Si9108	DIP-14, SOP-16WB, PLCC-20	+	+	+	10...120	ток	1	4	0.5	
Si9110	DIP-14, SOP-14	+	+	+	10...120	ток	1	4	1	±0.25
Si9111	DIP-14, SOP-14	+	+	+	10...120	ток	1	4	1	±0.25
Si9112	DIP-14, SOP-14	+	+	+	10...80	ток	1	4	1	±0.25
Si9114A	DIP-14, SOP-14	+	+	+	15...200	ток	1	4	3	±0.4
Si9117	SOP-16	+	+	+	15...200	ток	1	4	4.5	
Si9118	SOP-16	+	+	+	10...200	ток	1	4	2.5	
Si9119	SOP-16	+	+	+	10...200	ток	1	4	2.5	
Si9120	SO-16, DIP-16	+	+	+	15...450	ток	1	4	1.5	±0.25

КОНТРОЛЛЕРЫ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ДЛЯ КОМПЬЮТЕРОВ

Прибор	Корпус	Схемотехника преобразователя					Входное напряжение, В	Режим управления	Максимальная частота генератора, МГц	Опорное напряжение, В	Максимальный ток потребления, мА	Выходной ток, А
		Понижающий	Повышающий	Обратноходовой	Прямоходовой	Распределение тока нагрузки						
Si9140	SOP-16	+					2.7...8	Напряжение	2	1.5	1	
Si9142	SOP-20	+					4.75...13.2	Напряжение	1	1.3	1.2	
Si9143	SSOP-24	+				+	4.75...13.2	Напряжение	1	1.3	1.2	
Si9145	SOP-16, TSSOP-16	+	+	+	+		2.7...8	Напряжение	2	1.5	1.4	±0.2

МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ПОРТАТИВНЫХ КОМПЬЮТЕРОВ

Прибор	Корпус	Особенности	Входное напряжение, В	Режим управления	Максимальная частота генератора, кГц	Опорное напряжение, В	Максимальный ток потребления, мА
Si786	SSOP-28	Сдвоенный понижающий	5.5...30	ток	300	3.3	1.6
Si9130	SSOP-28	Сдвоенный понижающий	5.5...30	ток	300	3.3	1.6
Si9135	SSOP-28	Три выхода, SMBus	5.5...30	ток	200	3.3	1.8
Si9136	SSOP-28	Три выхода	5.5...30	ток	200	3.3	1.8

ПОРТАТИВНАЯ СВЯЗЬ

Прибор	Корпус	Особенности	Входное напряжение, В	Режим управления	Максимальная частота генератора, МГц	Опорное напряжение, В	Максимальный ток потребления, мА
Si9160	TSSOP-16	Повышающий	2.7...7	напряжение	2	1.5	1.5
Si9161	TSSOP-16	Повышающий, небольшая нагрузка	2.7...7	напряжение	2	1.5	1.5
Si9165	TSSOP-20	Повышающий/понижающий, ШИМ/PSM	2.7...7	напряжение	2	1.3	0.75
Si9166	TSSOP-16	Повышающий/понижающий, ШИМ/PSM	2.7...7	напряжение	2	1.3	0.75
Si9167	TSSOP-20	Повышающий/понижающий, ШИМ/PSM	5...10	напряжение	2	1.3	1.35
Si9169	TSSOP-20	Повышающий/понижающий, ШИМ/PSM, 1 А	2.7...7	напряжение	2	1.3	0.75

Примечание: PSM — режим с пропуском импульсов

БАТАРЕЙНОЕ ПИТАНИЕ

Прибор	Корпус	Особенности	Входное напряжение, В	Режим управления	Максимальная частота генератора, кГц	Опорное напряжение, В	Максимальный ток потребления, мА	Выходной ток, А
Si9150	SO-14	Понижающий	6...18	напряжение	300	2.5	3	±0.25

SI9108

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

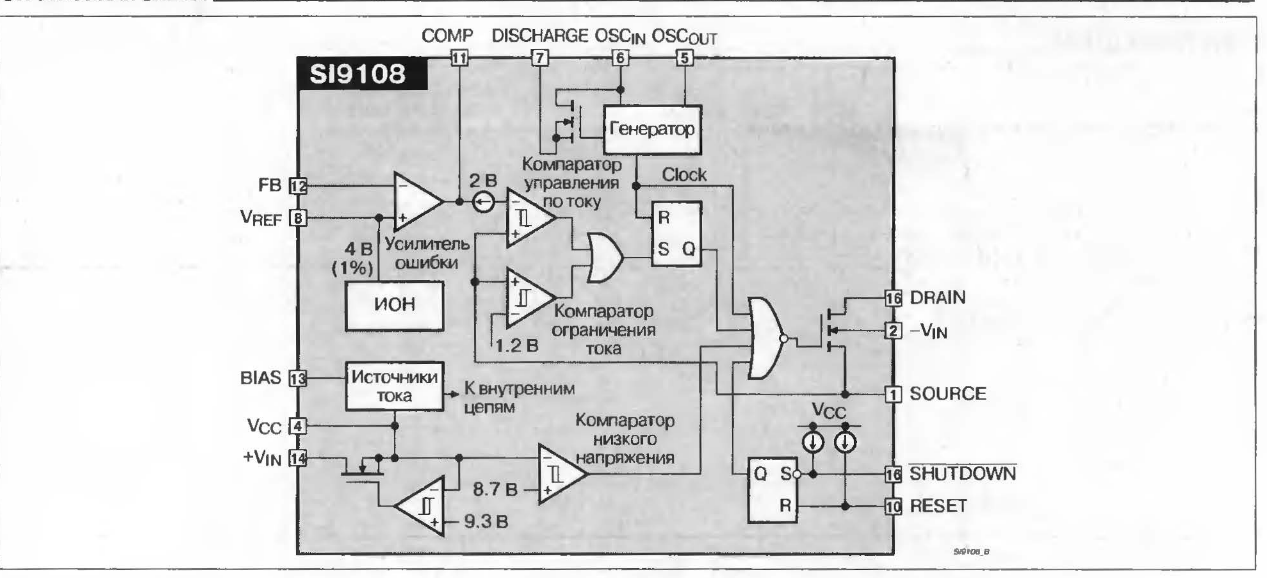
ОСОБЕННОСТИ

- **Режим управления по току**
- **Собственное потребление мощности .... менее 5 мВт**
- **Диапазон входных напряжений .... 10...120 В**
- **Встроенный ключевой МОП-транзистор .... 200 В/250 мА**
- **Внутренняя цепь запуска**
- **Максимальный рабочий цикл .... до 99.9%**
- **Отвечает требованиям CCITT I.430**
- **Включение/Выключение дежурного режима**

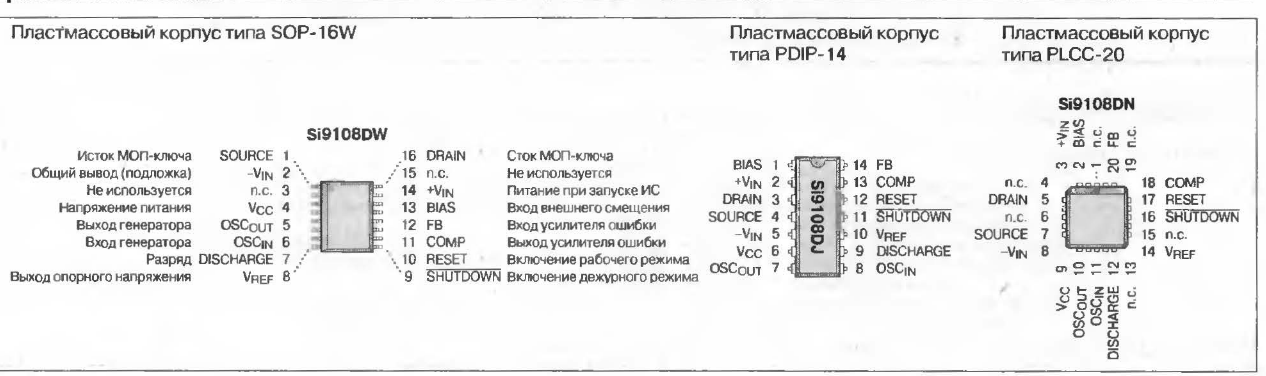
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема SI9108 представляет собой высоковольтный импульсный DC/DC-преобразователь, способный с минимумом внешних элементов обеспечить выходную мощность до 3 Вт. Собственный ток потребления не превышает 0.5 мА, что обеспечивает КПД 60% при выходной мощности 25 мВт (спецификация CCITT I.430). В обратноходовых преобразователях могут быть получены как одно, так и несколько выходных напряжений.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Температурный диапазон, °C
Si9108DJ02	PDIP-14	-40...+85
Si9108DW	SOP-16W	
Si9108DN02	PLCC-20	

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ С ПРОГРАММИРУЕМЫМ РАБОЧИМ ЦИКЛОМ

ОСОБЕННОСТИ

- **Диапазон входных напряжений .... 10...200 В**
- **Режим управления по току**
- **Встроенная цепь запуска**
- **Мягкий запуск**
- **Усилитель ошибки с полосой .... до 2.7 МГц**
- **Выходной ток .... 500 мА**
- **Мвлый собственный ток потребления**
- **Прогрвммируемое максимальное знвчение рабочего цикла .... до 80%**

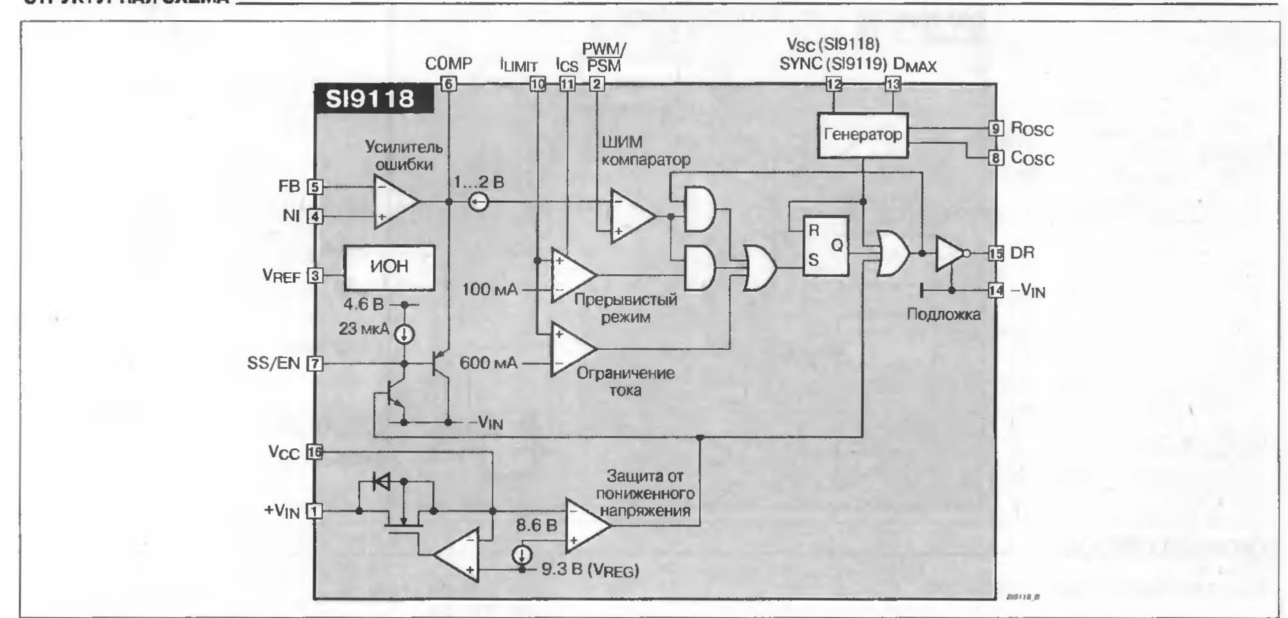
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинал	Корпус	Темпервтурный диапазон,°С
Si9118DY	SOP-16	–40...+85
Si9119DY	SOP-16	

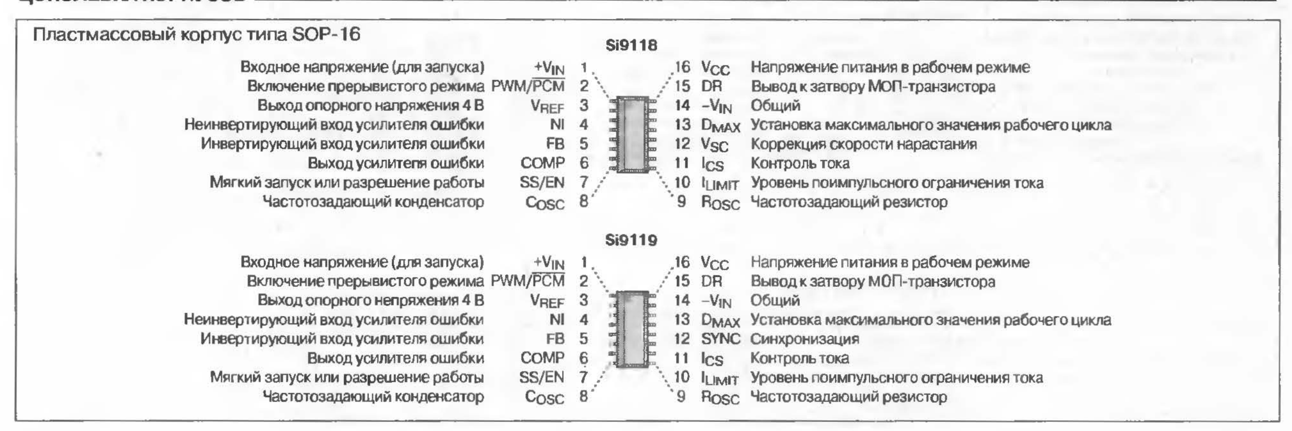
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхемы Si9118/9119 предназначены для построения преобразователей повышающего и понижающего типов с рабочими частотами до 1.0 МГц. При полной нагрузке рабочая частота постоянна, а при снижении нагрузки схема управления переходит в прерывистый (с пропуском импульсов) режим, что обеспечивает высокий КПД в широком диапазоне нагрузок. Двухтактный выходной каскад снабжен защитой от сквозных токов и обеспечивает управление внешним МОП-транзистором при мощности в нагрузке до 50 Вт. Погрешность источника опорного напряжения 1.5%. В состав ИС входят узлы мягкого запуска, дежурного режима и защиты от пониженного напряжения питания.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ

Рис. 1. Прямоходовой преобразователь нв ИС Si9118

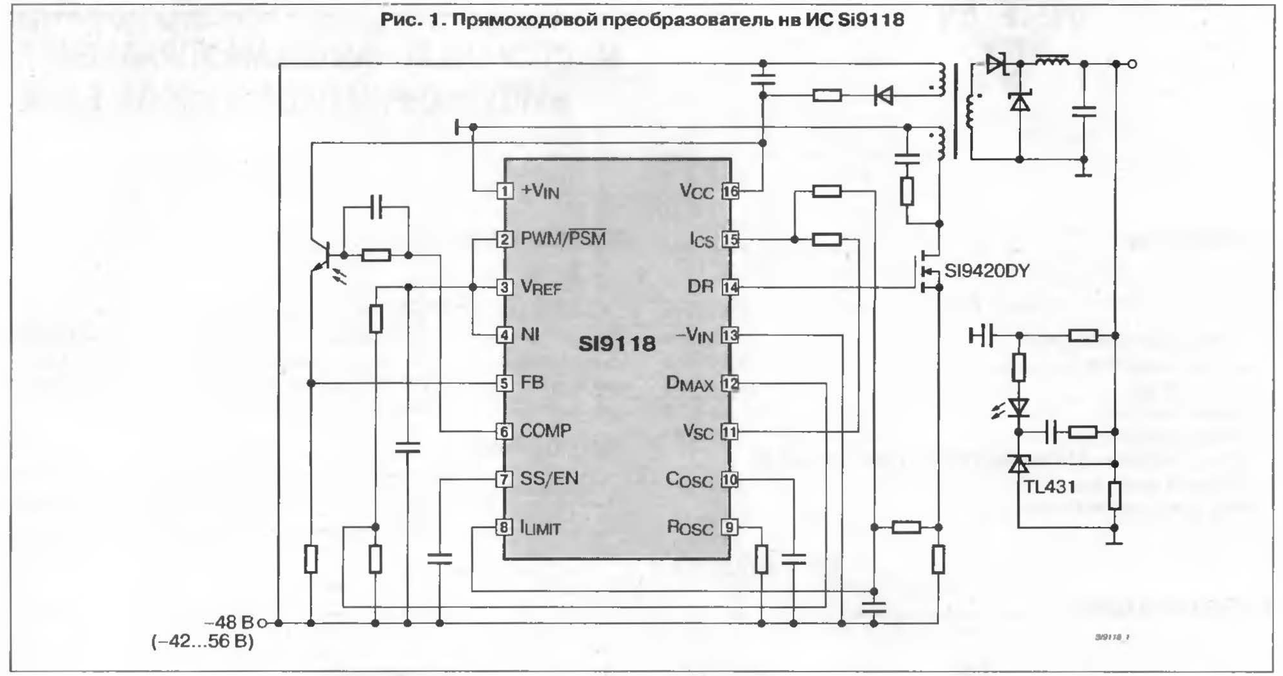


Рис. 2. Прямоходовой преобразователь на ИС Si9119 с внешней компенсацией скорости нарастания "пилы"

SI9136

МНОГОКАНАЛЬНАЯ СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

ОСОБЕННОСТИ

- **КПД .... до 95%**
- **Диапазон входных напряжений .... 5.5...30 В**
- **Выходные напряжения .... 3.3, 5, 12 В**
- **Рабочая частота .... 200 кГц**
- **Опорное напряжение .... 3.3 В**
- **Линейный стабилизатор .... 5 В/30 мА**
- **Прерывистый режим для обеспечения КПД при малом токе нагрузки**
- **Встроенный мягкий запуск**
- **Минимум внешних компонентов**

ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема Si9136 работает в режиме управления по току и включает два синхронных понижающих преобразователя (с выходными напряжениями 3.3 и 5 В), обратноходовой повышающий/понижающий преобразователь (12 В), линейный стабилизатор с выходным напряжением 5 В и источник опорного напряжения 3.3 В.

ТИПОНОМИНАЛЫ

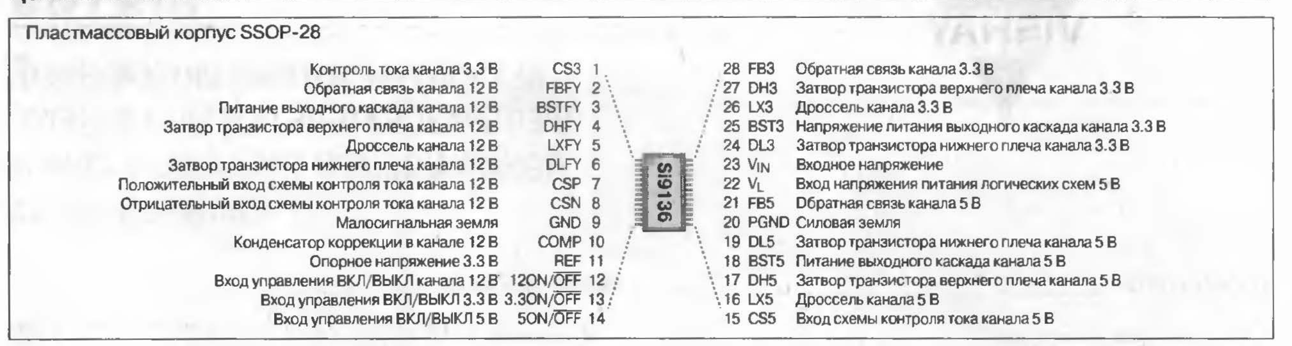
Типономинал	Корпус	Температурный диапазон, °C
Si9136LG	SSOP-28	0...+90

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

SI9136
Линейный стабилизатор 5 В
VIN 23
VL 22
4.5 В 5 ON/OFF
4 В
2.4 В
ИОН 3.3 В
Схема управления
3 ON/OFF
12 ON/OFF
Понижающий преобразователь 5 В: 21 FB5, 15 CS5, 18 BST5, 17 DH5, 16 LX5, 19 DL5
Понижающий преобразователь 3.3 В: 28 FB3, 1 CS3, 25 BST3, 27 DH3, 26 LX3, 24 DL3
Обратно ходовой контроллер 12 В: 2 FYBFY, 7 CSP, 8 CSN, 3 BSTFY, 4 DHFY, 5 LXFY, 6 DLFY

Si9136_B

ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



ТИПОВАЯ СХЕМА ПРИМЕНЕНИЯ

VIN 33.0 CMPD2836 +5 В/ 30 мА
23 VIN VL 22 CMPD2836 33.0 4.7
25 BST3 BST5 18 0.1
SI4416DY 0.1 27 DH3 DH5 17 SI4416DY
+3.3 В 0.02 10 мкГн 26 LX3 LX5 16 10 мкГн 0.02 +5 В
330.0 24 DL3 DL5 19 330.0
SI4812DY SI4812DY
1 CS3 CS5 15
28 FB3 SI9136 FB5 21
CMPD2836 4.7
14 5 ON/OFF BSTFY 3 0.1
13 3.3 ON/OFF DHFY 4 SI2304DS
12 12 ON/OFF LXFY 5 10 мкГн D1FS4 +12 В/ 250 мА
D1FS4 100.0
+3.3 В/ 1 мА 11 REF DLFY 6 SI2304DS
1.0 120 10 COMP CSP 7
9 GND CSN 8
20 PGND FYBFY 2
SI9136_A

SI9165

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ СИНХРОННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОВЫШАЮЩЕГО/ПОНИЖАЮЩЕГО ТИПА С ВЫХОДНЫМ ТОКОМ ДО 600 мА

ОСОБЕННОСТИ

- Режим управления по напряжению
- Диапазон входных напряжений .... 2.7...6 В
- Режим управление:
  - при токе нагрузки до 600 мА при 3.3 В – ШИМ-управление
  - при токе нагрузки менее 200 мкА – ШИМ-управление с пропуском импульсов (прерывистый ражнм)
- Ток потребления в дежурном ражиме .... менее 1 мкА
- Встроенная защита от пониженного напряжения питания с повторным мягким запуском
- Встроенный мягкий запуск
- Возможность внешней синхронизации

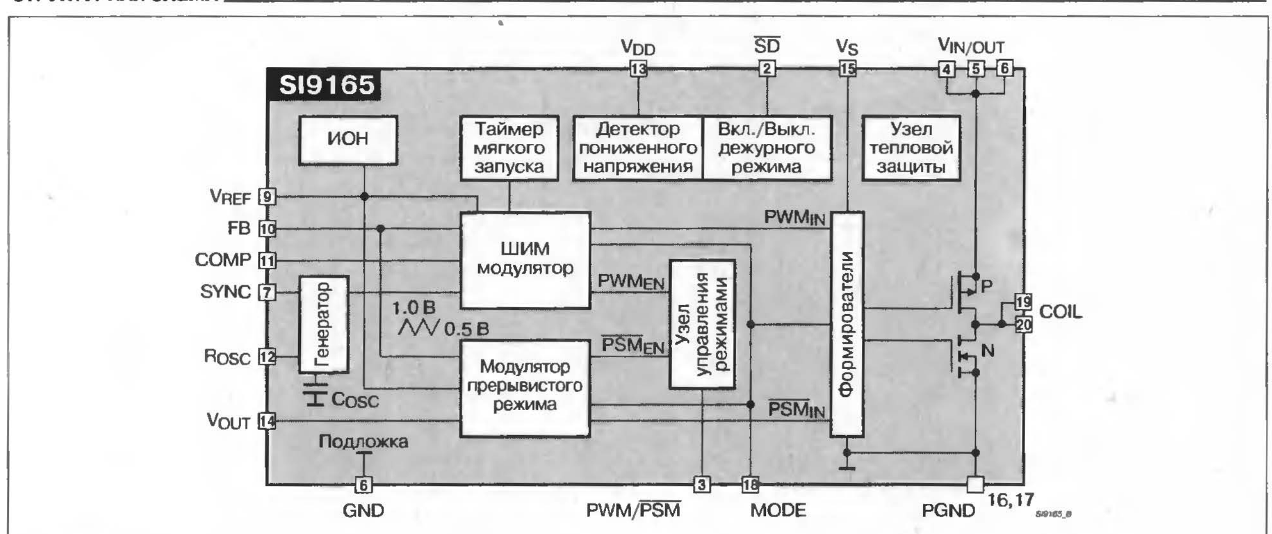
ТИПОНОМИНАЛЫ

Типономинвл	Корпус	Темпервтурный диапазон, °С
Si9165BQ-T1	TSSOP-20 (лента н бобина)	–25...+85

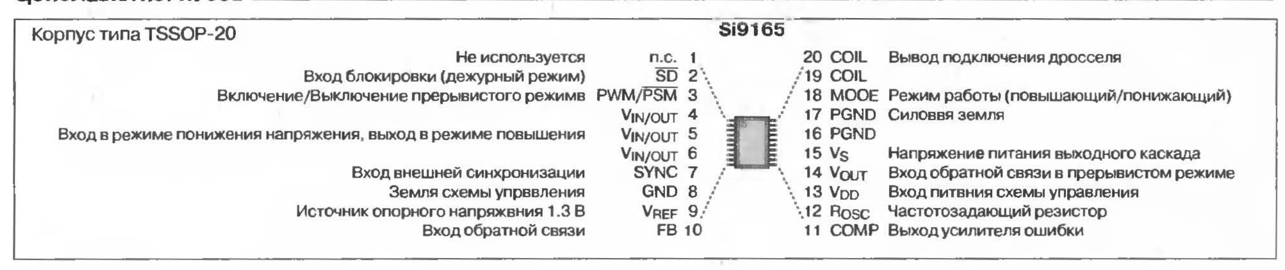
ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Микросхема Si9165 предназначена для работы в качестве повышающего или понижающего преобразователя в устройствах с питанием от одного литиевого элемента. Использование высокой (2 МГц) рабочей частоты позволяет применять в преобразователе новейшие миниатюрные дроссели (высотой 2 мм) и конденсаторы с емкостью менве 10 мкФ, которые обеспечивают амплитуду пульсаций на выходе менее 10 мВ (р-р). Использование в выходном каскаде высокочастотных МОП-транзисторов обеспечивает КПД до 95%. Поддержанию высокого КПД способствует также автоматический переход схемы управления в прерывистый режим при малом токе нагрузки. С целью более полного использования остаточного заряда питающей батареи, в понижающем преобразователе возможна реализация режима с рабочим циклом 100%. В этом случае ИС работает как линейный стабилизатор в режиме насыщения.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА



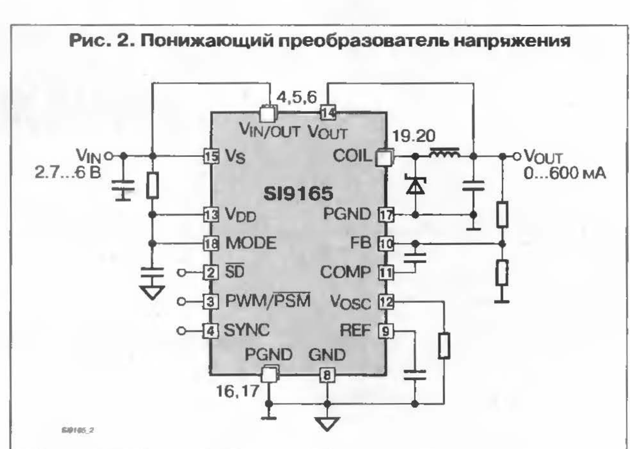
ЦОКОЛЕВКА КОРПУСОВ



СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ

Рис. 1. Повышающий преобразователь напряжения

Рис. 2. Понижающий преобразователь напряжения



8

ДЛЯ ЗАМЕТОК

ПРИЛОЖЕНИЯ

9

МАГНИТНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ
ФОРМУЛЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

ОСНОВНЫЕ ФОРМУЛЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

В следующих равенствах и определениях используется международная система единиц — СИ (System International — рационализированная МКС — метр-килограмм-секунда). Для некоторых уравнений размерность модифицируется для удобства восприятия (например, использование миллиметров вместо метров). Расшифровка символов приведена на стр. 202.

Принимаемые допущения:

1. Распределение магнитной индукции B — однородно.
2. Распределение напряженности магнитного поля H — однородно.
3. Величина относительной магнитной проницаемости μ_R — постоянна (характеристика B/H — линейна)

Выражение для индукции магнитного поля:

$$B = \mu_0 \mu_R H \qquad (1)$$

Выражение магнитного потенциала из закона Ампера:

$$mmf = \int H\,d\ell = H\ell = NI \qquad [\text{А·в}] \qquad (2)$$

Закон индукции Фарадея:

$$E = N\frac{d\Phi}{dt} = NA_E\frac{dB}{dt} \qquad [\text{В}] \qquad (3)$$

Для запасенной энергии:

Из (3):

$$E\,dt = NA_E\,dB \qquad (3a)$$

Из (2):

$$I = \frac{H\ell}{N} \qquad (2a)$$

подставляем,

$$W = \int EI\,dt = \int NA_E\frac{H\ell}{N}\,dB = A_E\ell_E\int H\,dB$$

$$W = \frac{1}{2}BHA_E\ell_E = \frac{B^2A_E\ell_E}{2\mu_0\mu_R} \qquad [\text{Дж}] \qquad (4)$$

$$W/м^3 = \frac{B^2}{2\mu_0\mu_R} \qquad [\text{Дж/м}^3] \qquad (4a)$$

$$W = \frac{1}{2}LI^2 \qquad [\text{Дж}] \qquad (5)$$

Индуктивность:

Индуктивность получим приравняв (4) и (5):

$$\frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2}BHA_E\ell_E$$

Подставим (2а):

$$L = BHA_E\ell_E\frac{N^2}{H^2\ell_E^2} = \frac{BN^2A_E}{H\ell_E}$$

$$L = \mu_0 \mu_R N^2 \frac{A_E}{\ell_E} \qquad [\text{Гн}] \qquad (6)$$

Потери в сердечнике на гистерезис – Закон Стейнмеца:
Примем, что величина магнитной индукции B_M симметрично изменяется в плюс и в минус относительно начального значения.

$$P_H = \eta_H f \int B_M^K dv = \eta_H f B_M^K \qquad [\text{Вт/м}^3] \qquad (7)$$

Для кремниевой стали: K = 1.6, $\eta_H = 80$
Для феррита марки 3C8: K = 2.6, $\eta_H = 159$
Потери на вихревые токи в сердечнике:
для плоских пластин

$$P_E = \frac{4\,(f\,t\,B_M)^2}{3\rho} \qquad [\text{Вт/м}^3] \qquad (8)$$

где t – толщина пластины в метрах, $\rho = 0.3...0.5 \cdot 10^{-6}$ Ом·м – удельное сопротивление трансформаторной стали.

СОРТАМЕНТ ОБМОТОЧНЫХ ПРОВОДОВ

РОССИЙСКАЯ СИСТЕМА

Обмоточные провода в эмалевой изоляции в бывшем СССР, а сейчас в России обозначаются следующим образом: сначала буквами указывается марка провода определяющая тип изоляции (материал, толщину, термостойкость, пробивное напряжение), а далее цифрами обозначается диаметр провода без изоляции в миллиметрах (чистый диаметр проводника), например, ПЭВ-2 0.12 или ПЭЛШО 0.08. Стандартные диаметры и параметры сортамента основных марок обмоточных проводов России приведены в **Табл. 1**.

Табл. 1

Диаметр по меди, [мм]	Площадь сечения меди, [мм^2]	Диаметр с изоляцией, [мм]					Погонное сопротивление, [Ом·м]
		ПЭВ-2	ПЭТВ	ПНЭТ-имид	ПСК, ПСДК	ПЭЛШО	
0.05	0.00196	0.08	–	–	–	0.14	9.169
0.06	0.00283	0.09	0.09	–	–	0.15	6.367
0.07	0.00385	0.10	0.10	–	–	0.16	4.677
0.08	0.00503	0.11	0.11	–	–	0.17	3.580
0.09	0.00636	0.12	0.12	–	–	0.18	2.829
0.10	0.00785	0.13	0.13	0.125	–	0.19	2.291
0.11	0.00950	0.14	0.14	0.135	–	0.20	1.895
0.12	0.01131	0.15	0.15	0.145	–	0.21	1.591
0.13	0.01327	0.16	0.16	0.155	–	0.22	1.356
0.14	0.01539	0.17	0.17	0.165	–	0.23	1.169
0.15	0.01767	0.19	0.19	0.180	–	0.24	1.018
0.16	0.02011	0.20	0.20	0.190	–	0.25	0.895
0.17	0.02270	0.21	0.21	0.20	–	0.26	0.793
0.18	0.02545	0.22	0.22	0.21	–	0.27	0.707
0.19	0.02835	0.23	0.22	0.22	–	0.28	0.635
0.20	0.03142	0.24	0.24	0.23	–	0.30	0.572
0.21	0.03464	0.25	0.25	0.24	–	0.31	0.520
0.23	0.04155	0.28	0.28	0.27	–	0.33	0.433
0.25	0.04909	0.30	0.30	0.29	–	0.35	0.366
0.27	0.05726	0.32	0.32	0.31	–	0.39	0.315
0.29	0.06605	0.34	0.34	0.33	–	0.41	0.296
0.31	0.07548	0.36	0.36	0.35	0.55	0.43	0.239
0.33	0.08553	0.38	0.38	0.37	0.57	0.45	0.210
0.35	0.09621	0.41	0.41	0.39	0.59	0.47	0.187
0.38	0.1134	0.44	0.44	0.42	0.62	0.50	0.152
0.41	0.1320	0.47	0.47	0.45	0.65	0.53	0.130
0.44	0.1521	0.50	0.50	0.48	0.68	0.57	0.113
0.47	0.1735	0.53	0.53	0.51	0.71	0.60	0.0993
0.49	0.1886	0.55	0.55	0.53	0.73	0.62	0.0914
0.51	0.2043	0.58	0.58	0.56	0.77	0.64	0.0840
0.53	0.2206	0.60	0.60	0.58	0.79	0.66	0.0781
0.55	0.2376	0.62	0.62	0.60	0.81	0.68	0.0725
0.57	0.2552	0.64	0.64	0.62	0.83	0.70	0.0675
0.59	0.2734	0.66	0.66	0.64	0.85	0.72	0.0630
0.62	0.3019	0.69	0.69	0.67	0.88	0.75	0.0571
0.64	0.3217	0.72	0.72	0.69	0.90	0.77	0.0538
0.67	0.3526	0.75	0.75	0.72	0.93	0.80	0.0488
0.69	0.3739	0.77	0.77	0.74	0.95	0.82	0.0461
0.72	0.4072	0.80	0.80	0.77	0.99	0.87	0.0423
0.74	0.4301	0.83	0.83	0.80	1.01	0.89	0.0400
0.77	0.4657	0.86	0.86	0.83	1.04	0.92	0.0370
0.80	0.5027	0.89	0.89	0.86	1.07	0.35	0.0342
0.83	0.5411	0.92	0.92	0.89	1.10	0.98	0.0318
0.86	0.5809	0.95	0.95	0.92	1.13	1.01	0.0297
0.90	0.6362	0.99	0.99	0.96	1.17	1.05	0.0270
0.93	0.6793	1.02	1.02	0.99	1.20	1.08	0.0253
0.96	0.7238	1.05	1.05	1.02	1.23	1.11	0.0238
1.00	0.7854	1.11	1.11	1.06	1.29	1.16	0.0219
1.04	0.8495	1.15	1.15	1.12	1.33	1.20	0.0202
1.08	0.9161	1.19	1.19	1.16	1.37	1.24	0.0188
1.12	0.9852	1.23	1.23	1.20	1.41	1.28	0.0175
1.16	1.0568	1.27	1.27	1.24	1.45	1.32	0.0163
1.20	1.1310	1.31	1.31	1.28	1.49	1.36	0.0152
1.25	1.2272	1.36	1.36	1.33	1.54	1.41	0.0140
1.30	1.3270	1.41	1.41	1.38	1.59	1.46	0.0132
1.35	1.4314	1.46	1.46	–	1.64	1.5	0.0123
1.40	1.5394	1.51	1.51	–	1.69	1.56	0.0113
1.45	1.6513	1.56	1.56	–	1.74	1.61	0.0106
1.50	1.7672	1.61	1.61	–	1.79	1.68	0.00993
1.56	1.9113	1.67	1.67	–	1.85	1.74	0.00917
1.62	2.0612	1.73	1.73	–	1.91	–	0.00850
1.68	2.217	1.79	1.79	–	1.98	–	0.00791
1.74	2.378	1.85	1.85	–	2.04	–	0.00737
1.81	2.573	1.93	1.93	–	2.11	–	0.00681
1.88	2.776	2.00	2.00	–	2.18	–	0.00631
1.95	2.987	2.07	2.07	–	2.25	–	0.00587
2.02	3.205	2.14	2.14	–	2.32	–	0.00547
2.10	3.464	2.23	2.23	–	2.40	–	0.00506
2.26	4.012	2.39	2.39	–	2.62	–	0.00437
2.44	4.676	2.57	2.57	–	2.80	–	0.00375

АМЕРИКАНСКАЯ СИСТЕМА

В США для сортамента обмоточных проводов используется система обозначений *AWG* (American Wire Gauge). Увеличение числа *AWG* на единицу соответствует уменьшению диаметра проводника на 10.95%. Число *AWG*, называемое иногда "калибром", определяет диаметр проводника по формуле:

$$D_X = \frac{25.4}{\pi} 10^{-AWG/20} \qquad [\text{мм}]. \qquad (9)$$

Диаметр проводника с изоляцией вычисляется по формуле:

$$D_X' = D_X + 0.028\sqrt{D_X} \qquad [\text{мм}]. \qquad (10)$$

Таблица 2

# *AWG*	Диаметр по меди, [мм]	Площадь сечения меди, [мм^2]	Диаметр с изоляцией, [мм]	Площадь сечения с изоляцией, [мм^2]	Погонное сопротивление, [Ом/м]		Ток при плотности тока 4.5 А/мм^2, [А]
					при 20°С	при 100°С	
10	2.588	5.2620	2.73	5.8572	0.0033	0.0044	23.679
11	2.305	4.1729	2.44	4.6738	0.0041	0.0055	18.778
12	2.053	3.3092	2.18	3.7309	0.0052	0.0070	14.892
13	1.828	2.6243	1.95	2.9793	0.0066	0.0088	11.809
14	1.628	2.0811	1.74	2.3800	0.0083	0.0111	9.365
15	1.450	1.6504	1.56	1.9021	0.0104	0.0140	7.427
16	1.291	1.3088	1.39	1.5207	0.0132	0.0176	5.890
17	1.150	1.0379	1.24	1.2164	0.0166	0.0222	4.671
18	1.022	0.8231	1.11	0.9735	0.0209	0.0280	3.704
19	0.912	0.6527	1.00	0.7794	0.0264	0.0353	2.937
20	0.812	0.5176	0.89	0.6244	0.0333	0.0445	2.329
21	0.723	0.4105	0.80	0.5004	0.0420	0.0561	1. 847
22	0.644	0.3255	0.71	0.4013	0.0530	0.0708	1.465
23	0.573	0.2582	0.64	0.3221	0.0668	0.0892	1.162
24	0.511	0.2047	0.57	0.2586	0.0842	0.1125	0.921
25	0.455	0.1624	0.51	0.2078	0.1062	0.1419	0.731

# *AWG*	Диаметр по меди, [мм]	Площадь сечения меди, [мм^2]	Диаметр с изоляцией, [мм]	Площадь сечения с изоляцией, [мм^2]	Удельное сопротивление, [Ом/м]		Ток при плотности тока 4.5 А/мм^2, [А]
					при 20°С	при 100°С	
26	0.405	0.1287	0.46	0.1671	0.1339	0.1789	0.579
27	0.361	0.1021	0.41	0.1344	0.1689	0.2256	0.459
28	0.321	0.0810	0.37	0.1083	0.2129	0.2845	0.364
29	0.286	0.0642	0.33	0.0872	0.2685	0.3587	0.289
30	0.255	0.0509	0.30	0.0704	0.3386	0.4523	0.229
31	0.227	0.0404	0.27	0.0568	0.4269	0.5704	0.182
32	0.202	0.0320	0.24	0.0459	0.5384	0.7192	0.144
33	0.180	0.0254	0.22	0.0371	0.6789	0.9070	0.114
34	0.160	0.0201	0.20	0.0300	0.8560	1.1437	0.091
35	0.143	0.0160	0.18	0.0243	1.0795	1.4422	0.072
36	0.127	0.0127	0.16	0.0197	1.3612	1.8186	0.057
37	0.113	0.0100	0.14	0.0160	1.7165	2.2932	0.045
98	0.101	0.0080	0.13	0.0130	2.1644	2.8917	0.036
39	0.090	0.0063	0.12	0.0106	2.7293	3.6464	0.028
40	0.080	0.0050	0.10	0.0086	3.4417	4.5981	0.023
41	0.071	0.0040	0.09	0.0070	4.3399	5.7982	0.018

АНГЛИЙСКАЯ СИСТЕМА

В Английской системе сортамент обмоточных проводов обозначается числом *G*, которое численно равно массе в фунтах, (1 фунт = 0.45359237 кг) одной английской мили (1 миля = 1609.344 м) провода и измеряется в фунтах на милю (lb/mile). В Таблице 3 приведены некоторые значения числа *G* и соответствующих ему диаметров обмоточных проводов (D_X). Число *G* и диаметр проводника приближенно связаны соотношением:

$$G \approx (5D_X)^2 \qquad [\text{мм}] \qquad (10)$$

Таблица 3

G, фунт/миля	4	6.5	10	20	40	50	100	160	220
D_X, мм	0.40	0.51	0.63	0.90	1.27	1.42	2.01	2.54	2.98

Площадь поперечного сечения обмоточного провода:

$$A_X = \frac{\pi D_X^2}{4} \qquad [\text{мм}^2]. \qquad (11)$$

Погонное сопротивление провода:

$$R_X = \frac{\rho}{A_X} \quad [\text{Ом/м}], \text{ причем } A_x \text{ подставляется в мм}^2, \text{ а } \rho \text{ — в мкОм}\times\text{м}. \qquad (13)$$

Удельное сопротивление меди при температуре проводника T

$$\rho = 0.01724\,(1 + 0.0042\,(T - 20)) \qquad [\text{мкОм}\times\text{м}] \qquad (14)$$

Удельное сопротивление меди при 20°С:

$$\rho_{Cu} = 0.01724 \qquad [\text{мкОм}\times\text{м}]$$

Ограничение по плотности тока

Ток со среднеквадратической плотностью 4.5 А/мм^2 (4.0 А/мм^2) вызывает повышение температуры трансформатора или катушки индуктивности, охлаждаемых за счет естественной конвекции, приблизительно на 30°С (25°С), если произведение площадей $AP = A_W A_E$ составляет 10^4 мм^4. Для больших сердвчников плотность тока, вызывающая повышение температуры трансформатора на 30°С, должна быть уменьшена, потому что с увеличением размеров количество теплоты, рассеиваемое поверхностью, увеличивается медленнее, чем количество теплоты, выделяемое в объеме трансфоматора:

$$J(max) = 4.5 \cdot AP^{-0.125} \quad [\text{А/мм}^2]. \qquad (15)$$

Площадь обмоток

Площадь окна сердечника A_W умножается на коэффициент K_U, чтобы получить общую площадь, занимаемую всеми проводниками, и на коэффициент K_P, чтобы получить площадь первичной обмотки A_P (для первичной обмотки со средней точкой A_P уменьшается вдвое):

$$A_P = K_U K_P A_W, \qquad (16)$$

K_U – коэффициент использования окна показывает, какая часть площади окна является фактической площадью проводника. K_U рассчитывается исходя из толщины изоляции между обмотками, безопасного расстояния между концами обмоток, толщины изоляции провода и коэффициента заполнения (учитывается форма и расположение провода). Для бескаркасной катушки, намотанной проводом AWG #20 в высоковольтной изоляции, типовое значение K_U = 0.4. Если использовать катушку, K_U уменьшается до 0.3.

Таблица 4

Конфигурация обмоток		K_P	A_{PRI}	A_{SEC}
первичной	вторичной			
без средней точки	без средней точки	0.5	0.5	0.5
без средней точки	со средней точкой	0.414	0.414	0.293-0.293*
со средней точкой	со средней точкой	0.25 (Половина)	0.25-0.25*	0.25-0.25*

Примечание: * Значения относительной площади для обмотки со средней точкой указаны для каждой половины обмотки.

Первичная/вторичная обмотка без средней точки (Прямоходовой првобразователь, обратноходовой преобразователь, преобразователи повышающего типа).

Первичная обмотка без средней точки /вторичная обмотка со средней точкой (Мостовой преобразователь, полумостовой преобразователь).

Первичная/вторичная обмотка со средней точкой (Двухполупериодный преобразователь со средней точкой).

K_P –коэффициент первичной обмотки указывает относительную площадь, занимаемую первичной обмоткой относительно общей площади всех обмоток, распределяемых так, чтобы все обмотки функционировали с той же самой среднеквадратичной плотностью тока и мощности.

A_{PRI} – относительная площадь первичной обмотки.

A_{SEC} – относительная площадь вторичной обмотки.

Требования к изоляции между обмотками для схем с непосредственным питанием от сети

Требования составляются в зависимости от конкретного применения и класса (стандарта) по электробезопасности.

Информацию о международных стандартах безопасности можно получить в организации: EMACO, 7562 Trade Street, San Diego, CA 92121.

Информацию о требованиях стандартов по электробезопасности можно получить в организации: ANSI, 1430 Broadway, New York, NY.

Извлечения из стандартов по электробезопасности VDE 0806 и IEC 380 (для конторского оборудования):

Толщина диэлектрика между обмотками: 3 слоя лавсановой пленки толщиной 1 мил (0.0254 мм) (всего 6.6 мил (0.16 мм) со связующим веществом)

Безопасное расстояние между выводами первичной и вторичной обмоток — 0.23" (0.6 см)

Электростатический экран между обмотками (экран Фарвдея): слой медной фольги толщиной 1.4 мил (со связующим веществом 3 мил (0.076 мм))

Потери, обусловленные поверхностным эффектом

На **Рис. 1** показана величина коэффициента увеличения сопротиеления F_R, равного отношению сопротивлений на постоянном и переменном токе, для близко расположенных обмоток, намотаных круглым проводом или плоской лентой. Величина F_R является функцией глубины проникновения тока под поверхность проводника D_{PEN}, толщины проводника h, коэффициента слоя меди F_L и числа слоев в секции обмотки. Когда обмотки не чередуются, вся первичная обмотка является одной секцией, также как и все вторичные обмотки. При разделении первичной обмотки на две половины, расположенные внутри и снаружи вторичных обмоток, каждая половина первичной обмотки есть секция обмотки. Точно также вторичная обмотка выполняется из двух частей, каждая поверх одной половины первичной обмотки. Это наполовину уменьшает число слоев в каждой секции и сильно уменьшает потери, вызванные поверхностным эффектом.

Для нахождения коэффициента F_R сначала вычисляют глубину проникновения тока под поверхность проводника D_{PEN} на данной частоте по формуле, приведенной ниже. Значение фактора Q, представляющего из себя отношение толщины одного слоя обмотки к глубинв проникновения тока под поверхность проводника, равняется 0.8 (d/D_{PEN}) для плотно уложенного круглого провода или h/D_{PEN} для плоской ленты, где d – диаметр провода, h – толщина ленты.

Полученное в результате значение F_R (для синусоидального сигнала) игнорирует гармонические составляющие реального сигнала, присутствующего в импульсных источниках питания. Хотя возникающая в результате ошибка может быть довольно велика для узких импульсов, которые имеют много гармонических составляющих, наибольшие потери возникают обычно при величинах рабочего цикла больших,

чем 0.4, где величина ошибки достигает 20...30%. Когда необходима большая точность, вычислите F_R и потери для каждой из гармонических составляющих Фурье.

Глубина проникновения тока под поверхность проводника для меди при 100°C:

$$D_{PEN} = 75f^{-1/2} \text{ [см]}. \quad (17)$$

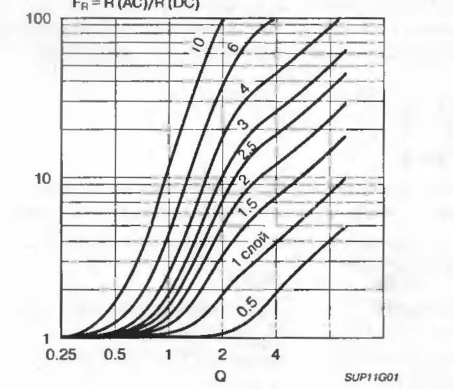
Значение Q зависит от конструктивного коэффициента слоя меди F_L, который является функцией расстояния между проводниками и формы проводников в слое. В уравнении (18), $h\,(F_L)^{1/2}$ равняется 1 для медной полосы, и приблизительно 0.8 для плотно уложенного круглого провода. Для круглого провода, уложенного с произвольным интервалом, F_L может быть вычислен, используя уравнение (19).

$$Q = h\,(F_L)^{1/2}/D_{PEN} \quad h = 0.866\,\varnothing \text{ [для круглого провода]} \quad (18)$$

$$F_L = 0.866\,[N_l/b_W], \quad (19)$$

где N_l – число витков в слое, b_W = ширина обмотки.

Рис. 1. Зависимость потерь в сердечнике из феррита марки 3C8 от величины фактора Q

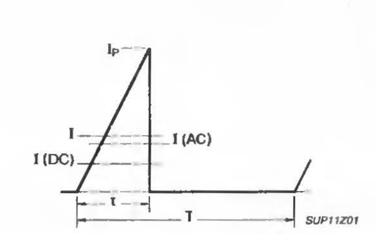


Среднеквадратические значения токов индуктивных компонентов

Соотношения между пиковым током I_P, общим среднеквадратичным током I и его постоянной и переменной составляющими I_{DC} и I_{AC} даны ниже на типовых диаграммах токов, характерных для импульсных источников питания. Потери, обусловленные поверхностным эффектом, являются функцией сопротивления обмотки среднеквадратической составляющей переменного тока I_{AC}, в то время как низкочастотные потери — функция сопротивления обмотки на постоянном токе и общего среднеквадратичного тока I.

$$I^2 = I_{DC}^2 + I_{AC}^2 \qquad d = t/T \quad (20)$$

Рис. 2. Типовые диаграммы токов

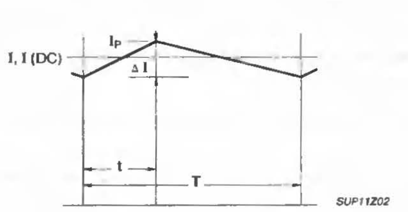


Для непродолжительного режима работы:

$$I_{DC} = I_P\,d/2$$

$$I_{AC} = I_P\,(d/3 - d^2/4)^{1/2}$$

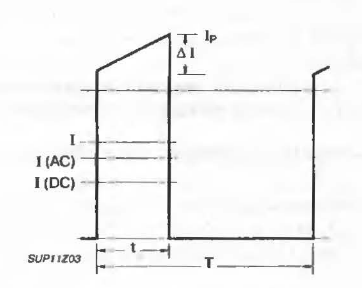
$$I = I_P(d/3)^{1/2}$$



Для продолжительного режима работы (на дросселе фильтра):

$$I \approx I_{DC} = I_P - \Delta I/2$$

$$I_{AC} = \Delta I/(12)^{1/2}$$



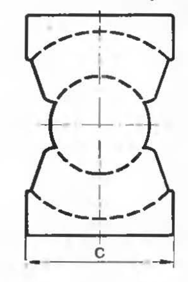
Для продолжительного режима работы (на обмотке трансформатора):

$$I_{DC} = (I_P - \Delta I/2)\,d$$

$$I_{AC} \approx (I_P - \Delta I/2)\,[d\,(1 - d)]^{1/2}$$

$$I \approx (I_P - \Delta I/2)\,d^{1/2}$$

Рис. 3. Габаритные размеры сердечников типа PQ



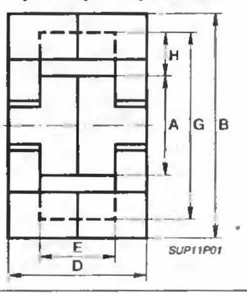
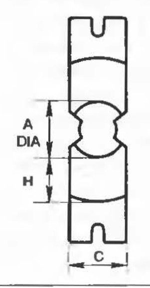


Рис. 4. Габаритные размеры сердечников типа EC, ETD



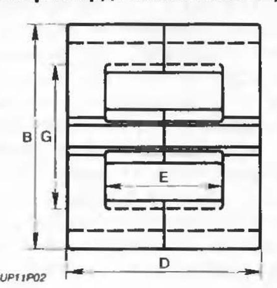


Таблица 5

#	Обозначение сердечника	Тип сердечника	AP	B	G	D	C	A	E bW	H hW	A_E	l_E	V_e	A_W	MLT	As	Rt
1	EC70	ER	17.83	7.00	4.45	6.90	1.64	1.64	4.55	1.41	2.79	14.40	40.10	6.39	9.57	142.19	7.50
2	EC70 с катушкой	ER	14.36	7.00	4.45	6.90	1.64	1.64	4.15	1.24	2.79	14.40	40.10	5.15	10.08	142.19	7.50
3	ETD49	ER	7.87	4.87	3.70	4.94	1.63	1.63	3.62	1.03	2.11	11.40	24.20	3.73	8.39	80.10	11.00
4	PQ40/40	PQ	6.40	4.00	3.70	4.00	2.80	1.52	2.92	1.09	2.01	10.20	20.50	3.18	8.20	76.80	12.00
5	EC52	ER	5.59	5.22	3.30	4.84	1.34	1.34	3.17	0.98	1.80	10.50	18.80	3.11	7.29	77.49	11.00
6	ETD44	ER	5.28	4.40	3.33	4.46	1.48	1.48	3.30	0.92	1.74	10.30	18.00	3.04	7.57	65.47	12.00
7	EC52 с катушкой	ER	4.63	5.22	3.30	4.84	1.34	1.34	3.06	0.84	1.80	10.50	18.80	2.57	7.73	77.49	11.00
8	PQ35/35	PQ	4.21	3.50	3.20	3.50	2.60	1.46	2.47	0.87	1.96	8.79	17.26	2.15	7.32	60.90	16.00
9	ETD39	ER	3.21	3.91	3.01	3.96	1.25	1.25	2.92	0.88	1.25	9.21	11.50	2.57	6.69	50.64	15.00
10	EC41	ER	2.59	4.06	2.70	3.90	1.16	1.16	2.78	0.77	1.21	8.93	10.80	2.14	6.06	50.14	16.50
11	PQ32/30	PQ	2.33	3.20	2.75	3.06	2.20	1. 37	2.10	0.69	1.61	7.46	11.97	1. 45	6.47	47.13	18.50
12	EC41 с катушкой	ER	1.90	4.06	2.70	3.90	1.16	1.16	2.45	0.64	1.21	8.93	10.80	1.57	6.47	50.14	16.50
13	ETD34	ER	1.83	3.42	2.63	3.46	1.08	1.08	2.42	0.18	0.97	7.86	7.64	1.89	5.81	38.53	19.00
14	EC35	ER	1.36	3.43	2.27	3.46	0.95	0.95	2.45	0.66	0.84	7.74	6.53	1.62	5.06	36.83	18.50
15	PQ32/20	PQ	1.31	3.20	2.75	2.08	2.20	1.37	1.12	0.69	1.70	5.55	9.42	0.77	6.47	36.54	22.00
16	PQ26/25	PQ	0.96	2.65	2.25	2.50	1.90	1.22	1.58	0.52	1.18	5.55	6.53	0.81	5.45	32.82	24.00
17	EC35 с катушкой	ER	0.94	3.43	2.27	3.46	0.95	0.95	2.16	0.52	0.84	7.75	6.53	1.12	5.50	36.83	18.50
18	PQ26/20	PQ	0.69	2.65	2.25	2.04	1.90	1.22	1.12	0.52	1.19	4.63	5.49	0.58	5.45	28.63	30.00
19	PQ20/20	PQ	0.39	2.05	1.80	2.04	1.40	0.90	1.40	0.45	0.62	4.54	2.79	0.63	4.24	19.82	36.00
20	PQ20/16	PQ	0.28	2.05	1. 80	1.64	1.40	0.90	1.00	0.45	0.62	3.74	2.31	0.45	4.24	17.06	42.00

Потери в ферритовых сердечниках

Потери в ферритовых сердечниках изменяются от температуры и являются функцией величины удельных потерь $P_{C/V}$, объема сердечника V_E и теплового сопротивления R_T. Зависимости объема сердечника и теплового сопротивления от произведения площадей $A_W A_E$ показаны на **Рис. 5** и **Рис. 6**. Точки на графиках – реальные величины для сердечников семейств EC, ETD, RM и PQ. Эмпирические уравнения были выведены из этих данных. Значения тепловых сопротивлений приводятся для охлаждения с помощью естественной конвекции.

$$\Delta T = R_T V_E (P_{C/V}) \qquad (26)$$

Потери в ферритовых сердечниках – функция пиковых значений изменения магнитной индукции ΔB, частоты, с которой магнитная индукция изменяется в сердечнике (для однотактной схемы $f = f_S$, для двухтактной $f = f_S/2$).

$$P_{C/V} = \Delta B^2 4 (K_H f + K_E f^2), \qquad (27)$$

где K_H – коэффициент потерь на гистерезис, K_E – коэффициент потерь на вихревые токи.

Для типового ферритового материала:

$$K_H = 4 \times 10^{-5};\ K_E = 4 \times 10^{-10}.$$

Обратите внимание на то, что на наиболее часто публикуемых графиках потерь в ферритовых сердечниках величина, обозначаемая как "магнитная индукция", обычно означает пиковую (максимальную) магнитную индукцию (1/2 размаха). Перед использованием таких кривых необходимо разделить значения ΔB на два.

Рис. 5. Зависимость теплового сопротивления от произведения площадей $A_W A_E$

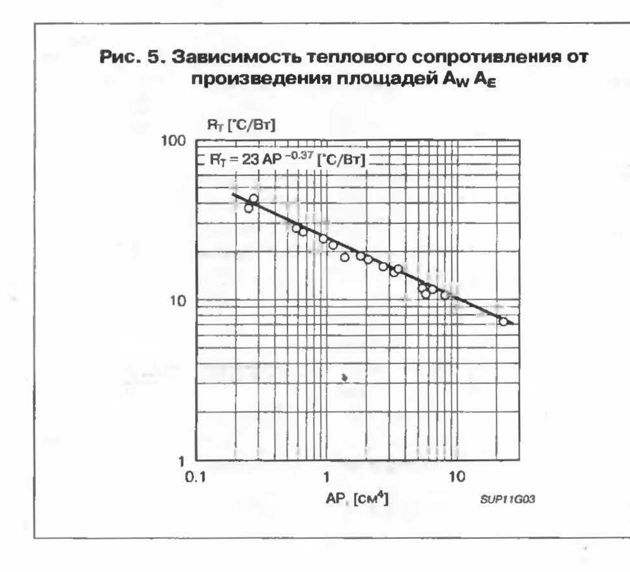
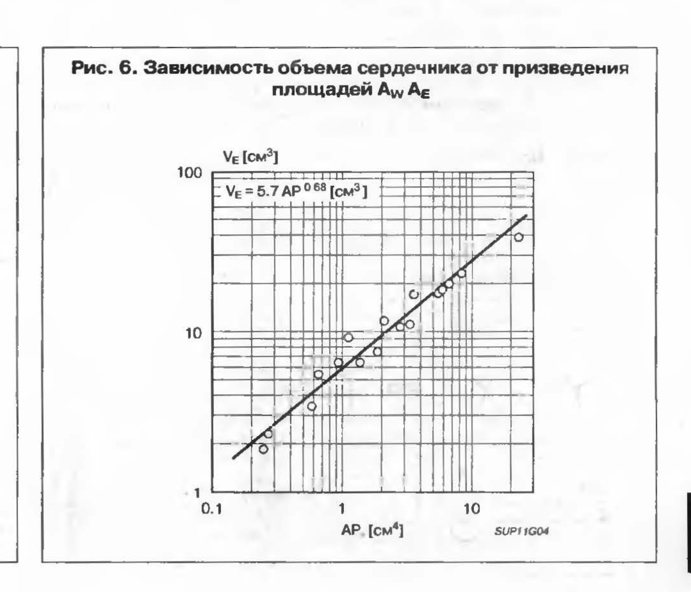


Рис. 6. Зависимость объема сердечника от призведения площадей $A_W A_E$



9

ФИЗИЧЕСКИЕ ВЕЛИЧИНЫ И ЕДИНИЦЫ ИЗМЕРЕНИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В СТАТЬЕ

Таблица 6

Параметр	Символ	Единицы измерения в системе СИ	
		англ.	русс.
Магнитная индукция	B	T	Тл
Напряженность магнитного поля	H	A-t/m	Ампер-виток/м
Абсолютная магнитная проницаемость	μ_0	$4\pi 10^{-7}$	–
Относительная магнитная проницаемость	μ_R	–	–
Эффективная площадь поперечного сечения магнитопровода	A_E	m^2	$м^2$
Эффективная длина пути магнитной линии	ℓ_E	m	м
Ширина зазора	ℓ_σ	m	м
Магнитный поток ($\int$BdA)	Ф	Wb	Вб
Магнитный потенциал ($\int$Hdl)	mmf	A-t	Ампер-виток
Индуктивность	L	H	Гн
Коэффициент индуктивности	A_ℓ	пН (на виток)	нГн
Площадь окна сердечника	A_W	m^2	$м^2$
Площадь поперечного сечения провода	A_X	m^2	$м^2$
Число витков	N	–	виток
Средняя длина витка	ℓ_T	m	м
Плотность тока	J	A/m^2	$А/м^2$
Удельное электрическое сопротиапение	ρ	Ω×m	Ом×м
Произведение площадей, $A_W \times A_E$	AP	m^4	$м^4$
Энергия	W	J	Дж

РАСЧЕТ МОЩНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Приведенная ниже процедура расчета позволяет определить параметры трансформаторов, используемых для развязки и передачи энергии во вторичные цепи. Накопление энергии в этих трансформаторах нежелательно. Трансформаторы, используемые в обратноходовых стабилизаторах, фактически являются связанными катушками индуктивности и служат, прежде всего, для накопления энергии. Методика расчета таких трансформаторов изложена в следующей статье. Используемые в этой статье символы, определения, формулы и справочные данные для различных сердечников и проводов определены в статье "Магнитные величины".

ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗМАХА КОЛЕБАНИЙ МАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ

В качестве первого шага необходимо определить размах колебаний магнитной индукции ΔB в установившемся режиме. Трансформатор должен быть расчитан на работу при возможно большем значении ΔB, что позволяет иметь меньшее число витков в обмотке, увеличить номинальную мощность и уменьшить индуктивность рассеивания. На практике значение ΔB может ограничиваться либо индукцией насыщения сердечника B_{SAT}, либо потерями в магнитопроводе.

В большинстве полномостовых, полумостовых и двухполупериодных схем со средней точкой трансформатор возбуждается симметрично. При этом значение магнитной индукции изменяется симметрично относительно нуля характеристики намагничивания, что дает возможность иметь теоретическое максимальное значение ΔB, равное удвоенному значению B_{SAT}. В большинстве однотактных схем, используемых, например, в однотактных преобразователях, магнитная индукция колеблется полностью в пределах первого квадранта характеристики намагничивания от B_R до B_{SAT}, ограничивая теоретический максимум ΔB до значения ($B_{SAT} - B_R$). Это означает, что если ΔB не ограничено потерями в магнитопроводе (обычно на частотах ниже 50...100 кГц), для однотактных схем требуется трансформатор больших размеров при одной и той же выходной мощности.

В питаемых напряжением схемах (которые включают все схемы понижающих стабилизаторов), в соответствии с законом Фарадея, значение ΔB определяется произведением вольт-секунда на первичной обмотке. В установившемся режиме произведение вольт-секунда на первичной обмотке устанавливается на постоянном уровне и равно $V_{IN}(min) \times t_{ON}(max)$ или $V_{IN}(max) \times t_{ON}(min)$. Размах колебаний магнитной индукции, таким образом, также постоянен.

Однако, при обычном методе управления рабочим циклом, который используется большинством микросхем для импульсных стабилизаторов, при запуске и во время резкого увеличения тока нагрузки $V_{IN}(max)$ может иметь место одновременно с $t_{ON}(max)$. При этом, если принять, что $V_{IN}(max)$ в два раза больше $V_{IN}(min)$, ΔB может достигать удвоеного значения от значения в установившемся режиме. Поэтому, чтобы сердечник не насыщался при переходных процессах, установившееся значение ΔB должно быть в два раза меньше теоретического максимума. Однако, если же используется микросхема, позволяющая контролировать значение произведения вольт-секунда (схемы с отслеживанием возмущения входного напряжения, например UC3825), то максимальное значение произведения вольт-секунда фиксируется на уровне, немного превышающем установившийся. Это позволяет увеличить значение ΔB и улучшает производительность трансформатора.

Значение B_{SAT} для большинства мощных ферритов типа 3C8 превышает 0.3 Тл. В двухтактных питаемых напряжением схемах ΔB обычно ограничивается значением 0.3 Тл. При увеличении частоты до 50 кГц потери в магнитопроводе приближаются к потерям в проводах. Увеличение потерь в магнитопроводе на частотах выше 50 кГц приводит к уменьшению значения ΔB.

В однотактных схемах без фиксации произведения вольт-секунда для сердечников с ($B_{SAT} - B_R$), равным 0.2 Тл, и с учетом переходных процессов установившееся значение ΔB ограничивается на уровне только 0.1 Тл. Потери в магнитопроводе на частоте 50 кГц будут незначительными вследствии небольшого размаха колебаний магнитной индукции. В схемах с фиксированным произведением вольт-секунда ΔB может принимать значения до 0.2 Тл, что дает возможность значительно сократить размеры трансформатора.

В питаемых током схемах (повышающие преобразователи и управляемые током понижающие стабилизаторы на связанных катушках индуктивности) значение ΔB определяется произведением вольт-секунда на вторичной обмотке при фиксированном выходном напряжении. Так как произведение вольт-секунда на выходе не зависит от изменений входного напряжения, то питаемые током схемы могут работать с ΔB, близким к теоретическому максимуму (если не учитывать потери в сердечнике), без необходимости ограничения произведения вольт-секунда.

На частотах выше 50...100 кГц ΔB обычно ограничивается потерями в магнитопроводе.

ВЫБОР СЕРДЕЧНИКА

Вторым шагом необходимо правильно выбрать тип сердечника, который не будет насыщаться при заданном произведении вольт-секунда и обеспечит приемлемые потери в магнитопроводе и обмотках. Для этого можно использовать итерационный процесс, однако формулы (1A) и (1B) позволяют вычислить приближенное значение произведения площадей сердечника A_P (A_P равняется произведению площади окна сердечника A_W и поперечного сечения магнитопровода A_E). Формула (1A) применяется, когда ΔB ограничено насыщением, а (1B) — когда ΔB ограничено потерями в магнитопроводе. В сомнительных случаях вычисляются оба значения и используется наибольшее. Из таблиц справочных данных для различных сердечников, приведенных в статье "Магнитные величины", выбирается тот тип сердечника, у которого A_P превышает расчетную величину.

$$AP = A_W A_E = \left(\frac{P_{IN} \times 10^4}{K_T K_U K_P\, 420\, \Delta B\, 2 f_T}\right)^{1.31} = \left(\frac{11.1\, P_{IN}}{K\, \Delta B\, f_T}\right)^{1.31} \text{ [см}^4\text{]} \qquad (1A)$$

$$AP = A_W A_E = \left(\frac{P_{IN} \times 10^4}{120 K\, 2 f_T}\right)^{1.58} \times (K_H f + K_E f^2)^{0.660} \text{ [см}^4\text{]}, \qquad (1B)$$

где $P_{IN} = P_O/\eta$ = выходная мощность / КПД;
$K_T = I_{IN(DC)}/I_P(rms)$ — конструктивный фактор;
$K_U = A_W'/A_E$ — коэффициент использования окна (0.40);
$K_P = A_P/A_W'$ — коэффициент площади первичной обмотки;
$K = K_T K_U K_C$;
J = плотность тока (420 А/см^2);
f_T = рабочая частота трансформатора
см. Таблицу 1 ниже и статью "Магнитные величины".

9

Для большинства мощных ферритов коэффициент гистерезиса $K_H = 4 \times 10^{-5}$, коэффициент вихревых токов $K_E = 4 \times 10^{-10}$.

В формулах (1A) и (1B) предполагается, что обмотки занимают 40% от площади окна, соотношение между площадями первичной и вторичной обмоток соответствует одинаковой плотности тока в обеих обмотках и что суммарные потери в магнитопроводе и обмотках приводят к перепаду температур в зоне нагрева на 30°С при естественном охлаждении.

Таблица 1. Коэффициенты

Тип преобразователя	Перв./Втор. обмотки	K	K_T	K_U	K_P
Прямоходовой преобразователь	БО/БО	0.141	0.71	0.40	0.50
Полномостовой/полумостовой	БО/СТ	0.165	1.0	0.10	0.41
Двухполупериодный со средней точкой	СТ/СТ	0.141	1.41	0.40	0.25

Примечание:
БО – обмотка без отвода, СТ – обмотка со средней точкой

РАСЧЕТ ОБМОТОК

В приведенных ниже формулах для полумостовых схем V_{IN} равняется половине размаха входного напряжения.

Для первичной обмотки со средней точкой все значения приводятся для половины первичной обмотки.

Сначала вычисляется максимально возможное значение общих потерь в трансформаторе для выбранного типа сердечника, используя значения его теплового сопротивления R_T и максимального перепада температур в зоне нагрева ΔT.

$$P_T = \frac{\Delta T}{R_T}\ [\text{Вт}] \qquad (2)$$

Если тепловое сопротивление используемого сердечника не известно, его можно рассчить по приближеной формуле:

$$R_T = 23 \times AP^{-0.37}\ [\text{°C/Вт}]. \qquad (3)$$

Если значение AP, расчитанное по формуле (1A), больше, чем расчитанное по формуле (1B), то размах колебаний магнитной индукции ограничивается насыщением, и в качестве ΔB принимается значение, используемое в (1A).

Если колебание магнитного потока ограничено потерями в сердечнике, то в дальнейших расчетах общие потери распределяются поровну между обмотками и сердечником ($P_W = P_C = P_T/2$). Для определения значения ΔB в этом случае необходимо вычислить максимальное разрешенное значение удельных потерь, разделив разрешенные потери в сердечнике P_C на объем сердечника V_E, после чего ΔB находится из зависимостей удельных потерь от значения магнитной индукции. Указанное значение, как правило, является пиковой величиной и должно быть удвоено для получения значения ΔB.

Далее вычисляется минимальное число витков первичной обмотки N_P, необходимое для нормальной работы при заданном значении произведения вольт-секунда.

$$t_{ON}(max) = \frac{D(max)}{f_S} = \frac{0.5}{f_T}\ [\text{с}]$$

$$N_P > \frac{V_{IN}(min)\, t_{ON}(max) \times 10^4}{\Delta B\, A_E} = \frac{5000\, V_{IN}(min)}{\Delta B\, A_E\, f_T} \qquad (4)$$

Коэффициент трансформации n рассчитывается для случая наименьшего напряжения на вторичной обмотке, соответствующего минимальному входному напряжению и максимальному рабочему циклу. V_F — прямое падение напряжения на диоде. Множитель 0.9 учитывает время включения и выключения транзисторного ключа:

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{0.9\,(V_{IN}(min) - V_{CE\,SAT})\,D}{V_O + V_{FS}}. \qquad (5)$$

Затем вычисляется число витков, требуемое для получения этого минимального напряжения на вторичной обмотке, и округляется вверх до ближайшего целого числа:

$$N_S = \text{Integer}\,(N_P/n). \qquad (6)$$

Для округленного значения числа витков вторичной обмотки вычисляется фактическое число витков первичной обмотки. Если новое значение N_P окажется значительно больше, чем минимальное, полученное из формулы (4), то может требоваться сердечник больших размеров:

$$N_P = n\,N_S. \qquad (7)$$

Новое значение для числа витков первичной обмотки подставляется в формулу (4), которая теперь используется для нахождения фактического значения ΔB. Полученное значение используется для нахождения соответствующей ему величины удельных потерь из графиков для удельных потерь (значение ΔB надо разделить на 2 для получения пикового значения, используемого в большинстве кривых для удельных потерь в сердечнике). Найденное значение удельных потерь умножается на объем сердечника V_E для получения фактических потерь в сердечнике P_C.

Максимальные потери в обмотках определяются путем вычитания фактических потерь в сердечнике P_C из величины общих потерь в трансформаторе P_T. Для получения максимальных разрешенных потерь в первичной обмотке (половине для первичной обмотки со средней точкой) P_P потери в обмотках умножаются на коэффициент площади первичной обмотки K_P:

$$P_P = K_P\,(P_T - P_C)\ [\text{Вт}]. \qquad (8)$$

Далее вычисляется максимальное требуемое эффективное значение тока в первичной обмотке (половине для первичной обмотки со средней точкой) при предельной нагрузке:

$$I_P(max) = \frac{I_{IN}(max)}{K_T} = \frac{P_{IN}(max)}{V_{IN}(min)\,K_T}\ [\text{А}]. \qquad (9)$$

Это позволяет рассчитать максимальное сопротивление первичной обмотки (или половину для первичной обмотки со средней точкой):

$$R_P = \frac{P_P}{I_P(max)^2}\ [\text{Ом}]. \qquad (10)$$

Используя среднюю длину витка для выбранного типа сердечника и значение N_P из формулы (7), вычисляется погонное сопротивление первичной обмотки (половины для первичной обмотки со средней точкой).

$$R_P/[\text{см}] = \frac{R_P}{N_P\,\ell_T}. \qquad (11)$$

Из таблицы справочных данных для проводов выбирается минимальный размер провода, обеспечивающий полученное значение погонного сопротивления и определяется площадь его поперечного сечения A_X. Общая площадь поперечного сечения A_P проводов первичной обмотки (половины для первичной обмотки со средней точкой) определяется как произведение A_X на N_P. Полученная величина сравнивается с доступной площадью окна для проводов в первичной обмотке.

$$A_P = N_P\,A_X \leqslant K_U\,K_P\,A_W. \qquad (12)$$

Если A_P окажется больше доступной площади окна, то необходимо повторить процедуру, начиная с формулы (2), для сердечника больших размеров (или разрешить больший перепад температур). Если A_P окажется значительно меньше, то можно использовать сердечник меньших размеров.

Плотность тока во всех обмотках должна быть одинаковой, что соответствует однородной плотности мощности во всех обмотках и таким образом улучшает использование площади окна. Соотношение между площадью поперечного сечения провода во вторичных обмотках и ее значением A_X для первичной обмотки, определяется среднеквадратичным током в соответствующей обмотке.

Чтобы избежать больших потерь на вихревые токи и облегчить процесс наматывания, можно использовать несколько запараллеленных витков более тонкого провода с эквивалентной общей площадью поперечного сечения. Для высокоточных вторичных обмоток рекомендуется использовать тонкую медную пластину (см. Статью "Магнитные величины").

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОИЗВЕДЕНИЯ ПЛОЩАДЕЙ СЕРДЕЧНИКА

Постоянная составляющая входного тока импульсного стабилизатора I_{IN} вычисляется по формуле:

$$I_{IN} = \frac{P_{IN}}{V_{IN}}, \quad P_{IN} = \frac{P_O}{\eta}.$$

Максимальный среднеквадратичный ток первичной обмотки $I_P\,(max)$ соответствует минимальному V_{IN}. Соотношение между среднеквадратичным током первичной обмотки и постоянной составляющей входного тока определяется конструктивным фактором K_T:

$$I_P\,(max) = \frac{I_{IN}\,(max)}{K_T} = \frac{P_{IN}\,(max)}{V_{IN}\,(min)\,K_T}. \qquad (A1)$$

Количество витков, необходимое для заполнения всей разрешенной для первичной обмотки площади окна при заданном значении плотности тока J, зависит от коэффициента использования окна K_U и коэффициента площади первичной обмотки K_P и вычисляется по формуле:

$$N_P I_P = A_P J = K_U K_P A_W J, \quad N_P = \frac{K_U K_P A_W J}{I_P}.$$

Подстааляя значение I_P из формулы (1), получаем:

$$N_P = \frac{V_{IN}\,(min)\,K_T K_U K_P A_W J}{P_{IN}\,(max)}, \quad A_W = \frac{N_P P_{IN}\,(max)}{V_{IN}\,(min)\,K_T K_U K_P J}. \qquad (A2)$$

Из закона Фарадея:

$$E\,dt = N\,d\Phi$$

$$V_{IN}\,t_{ON} = N_P\,\Delta B\,A_E, \text{ где } A_E = \frac{V_{IN}\,(min)\,t_{ON}\,(max)}{N_P\,\Delta B}.$$

Для прямоходового преобразователя:

$$t_{ON}\,(max) = \frac{D\,(max)}{f_S} = \frac{0.5}{f_S} = \frac{1}{2f_T}.$$

Для мостовых, полумостовых и схем со средней точкой:

$$t_{ON}\,(max) = \frac{D\,(max)}{f_S} = \frac{1}{f_S} \cong \frac{1}{2f_T}.$$

ΔB — полный размах колебаний индукции в установившемся режиме

$$A_E = \frac{V_{IN}\,(min)}{N_P\,\Delta B\,2\,f_T}. \qquad (A3)$$

Объединяя (2) и (3), получаем:

$$AP = A_W A_E = \frac{P_{IN}\,(max)}{K_T K_U K_P J\,(max)\,\Delta B\,2\,f_T} \quad [\text{м}^4] \qquad (A4)$$

Для получения значения AP в см^4, значение для J берется в А/см^2 и результат умножается на 10^4.

В случае, когда размах колебаний магнитного потока ограничивается насыщением, предполагается, что потери в магнитопроводе незначительны и все потери приходятся на обмотки. Для сердечника с произведением площадей 1 см^4 максимальная плотность тока $J\,(max)$, вызывающая перепад температур на 30°C в зоне нагрева при естественном охлаждении, равна 420 А/см^2 (2700 A/in^2). Увеличение размера сердечника приводит к уменьшению максимальной плотности тока, так как площадь рассеивающей тепло поверхности увеличивается медленнее, чем объем, в котором происходит выделение тепла. Эмпирически:

$$J_{30} = 420\,AP^{-0.240}\ [\text{А/см}^2]. \qquad (A5)$$

Для вычисления AP в случае ограничения ΔB насыщеним сердечника (A5) подставляется в (A4):

$$AP = A_W A_E = \left(\frac{P_{IN} \times 10^4}{K_T K_U K_P\,420\,\Delta B\,2\,f_T}\right)^{1.31} \quad [\text{см}^4] \qquad (A6)$$

В случае ограничения потерями в сердечнике необходимо начинать с формулы (A4). Снова предполагается перепад температур на 30°C в зоне нагрева, но потери распределяются поровну между сердечником и обмотками. Это означает, что первые 15°C обусловлены потерями в магнитопроводе, а другие — потерями в обмотках. Плотность тока, вызывающая повышение температуры на 15°C, рассчитывается по формуле:

$$J_{15} = 297\,AP^{-0.240}\ [\text{А/см}^2] \qquad (A7)$$

Это значение подстааляется в (A4) вместо $J\,(max)$, но сначала необходимо найти значение ΔB, при котором потери в сердечнике вызывают нагрев на 15°C. Удельные потери в сердечнике можно вычислить по следующей эмпирической формуле:

$$P_{C/V} = \Delta B_M^{2.4}(K_H f + K_E f^2). \qquad (A8)$$

Перепад температуры зависит от величины удельных потерь в магнитопроводе, объема сердечника и его теплового сопротивления и вычисляется по формуле:

$$\Delta T = 15°C = R_T V_E P_{C/V}. \qquad (A9)$$

Тепловое сопротивление и объем сердечника имеют эмпирическую зависимость от произведения площадей AP:

$$R_T \approx 23\,AP^{-0.37}\ [°\text{С/Вт}] \qquad (A10)$$

$$V_E = 5.7\,AP^{0.68}\ [\text{см}^3]. \qquad (A11)$$

Подставляя (A8), (A10) и (A11) в (A9) и решая его относительно ΔB, находим максимальное значение ΔB_M:

$$\Delta B_M = \frac{0.405\,AP^{-0.129}}{(K_H f + K_E f^2)^{0.417}}. \qquad (A12)$$

Наконец, подставляя (A7) и (A12) в (A4) получаем требуемое значение AP для случая ограничения ΔB потерями в сердечнике:

$$AP = A_W A_E = \left(\frac{P_{IN} \times 10^4}{120\,K\,2f_T}\right)^{1.58} \times (K_H f + K_E f^2)^{0.660}\ [\text{см}^4]. \qquad (A13)$$

9

ПРОПОРЦИОНАЛЬНОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ОБМОТОК:

I = среднеквадратичный ток через первичную или вторичную обмотку в однотактной схеме,

$I' = I/1.414$ — среднеквадратичный ток в одной из половин обмоток со средней точкой.

A_W — общая площадь окна в сердечнике для проводов и изоляции.

$A_W K_U$ — площадь окна, используемая только проводниками. Типовое значение $K_U = 0.35$.

$A_W K_U K_P$ — площадь первичной обмотки (1/2 для обмотки со средней точкой).

Общая площадь поперечного сечения проводника равняется сумме площадей проводников каждой обмотки:

$$A_W K_U = A_1 + A_2 + \ldots + A_N.$$

Площади проводника каждой обмотки, при которых везде будет обеспечиваться одинаковая плотность тока J (чтобы получить однородную плотность мощности), вычисляются по формулам:

$$A_N = \frac{N_N I_N}{J} \text{ (обмотка без средней точки)}$$

$$A_N = \frac{N_N I_N'}{J} = \frac{N_N I_N}{1.414\,J} \text{ (половина обмотки со средней точкой).}$$

Формулы для обмоток без средней точки (прямоходовой преобразователь):

$$N_P I_P = N_S I_S, \quad \frac{N_P I_P}{J} = \frac{N_S I_S}{J}, \quad A_P = A_S$$

$$A_W K_U = A_P + A_S = 2A_P, \quad A_P = A_S = 0.5\,A_W K_U, \quad \mathbf{K_P = 0.5}.$$

Формулы для первичной обмотки без средней точки и вторичной обмотки со средней точкой (полномостовая и полумостовая схемы):

$$N_P I_P = N_{S1} I_S = N_{S2} I_S$$

$$AP = \frac{N_P I_P}{J}, \quad A_{S1} = A_{S2} = \frac{N_S I_S'}{J} = \frac{N_S I_S}{1.414\,J} = \frac{N_P I_P}{1.414 J} = \frac{A_P}{1.414}$$

$$A_W K_U = A_P + A_{S1} + A_{S2} = A_P + \frac{2A_P}{1.414} = A_P(1 + 1.414)$$

$$A_P = 0.414\,A_W K_U, \quad A_{S1} = A_{S2} = 0.293\,A_W K_U, \quad \mathbf{K_P = 0.414}.$$

Формулы для обмоток со средней точкой:

$$N_{P1} I_P = N_{P2} I_P = N_{S1} I_S = N_{S2} I_S$$

$$A_{P1} = A_{P2} = \frac{N_P I_P'}{J} = \frac{N_P I_P}{1.414\,J}$$

$$A_{S1} = A_{S2} = \frac{N_S I_S'}{J} = \frac{N_S I_S}{1.414\,J} = \frac{N_P I_P}{1.414\,J}$$

$$A_W K_U = 2A_P + 2A_S = 4A_P$$

$$A_{P1} = A_{P2} = A_{S1} = A_{S2} = 0.25\,A_W K_U, \quad \mathbf{K_P = 0.25}.$$

РАСЧЕТ ДРОССЕЛЕЙ И ТРАНСФОРМАТОРОВ ОБРАТНОГО ХОДА ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Описанные процедуры применяются для расчета магнитных элементов, используемых прежде всего для накопления энергии, которыми являются катушки индуктивности, используемые для фильтрации в понижающих схемах и для накопления энергии в повышающих схемах, а также "трансформаторы обратного хода" (являющиеся фактически катушками индуктивности с несколькими обмотками), которые обеспечивают накопление и передачу энергии в нагрузку и развязку в обратноходовых преобразователях. Расчет трансформаторов, используемых для связи и развязки в схемах понижающих и повышающих преобразователей (в которых накопление энергии нежелательно) изложен в предыдущем разделе.

Условные обозначения, определения, основные магнитные формулы и справочные данные для различных сердечников и проводов, используемые ниже, определены в разделах "Магнитные величины" и в Приложении А. Вывод некоторых формул, используемых в описываемой процедуре расчета, приведен в Приложении В. При выводе формул используется международная система единиц СИ, за исключением размерностей, которые были преобразованы из метров в сантиметры.

Все требуемые значения элементов и параметров схемы, такие как индуктивность, пиковый и среднеквадратичный токи и коэффициент трансформации должны быть определены до начала процедуры расчета.

ВЫБОР МАТЕРИАЛА И ФОРМЫ СЕРДЕЧНИКА

В качестве материала для сердечника наиболее часто используется феррит (см. раздел "Магнитные величины"). Порошковые молибден-пермаллоевые тороидальные сердечники имеют более высокие потери, но они часто используется в частотах ниже 100 кГц, когда размах колебаний магнитного потока невелик — в дросселях и трансформаторах обратного хода, используемых в режиме непрерывного тока. Иногда используются порошковые железные сердечники, но они имеют либо слишком низкое значение магнитной проницаемости, либо слишком большие потери для практического использования в импульсных источниках питания на частотах выше 20 кГц.

Высокие значения магнитных проницаемостей (μ_R = 3000...100000) основных магнитных материалов не позволяют запасать в них много энергии. Это свойство хорошо для трансформатора, но не для катушки индуктивности. Большое количество энергии, которое должно быть запасено в дросселе или трансформаторе обратного хода, фактически сосредотачивается в воздушном зазоре (или в другом немагнитном материале с μ_R = 1), который разрывает путь магнитных линий внутри сердечника с большой магнитной проницаемостью. В молибден-пермаллоевых и порошковых железных сердечниках энергия накапливается в немагнитном связующем веществе, удерживающем магнитные частицы вместе. Этот распределенный зазор не может быть измерен или определен непосредственно, вместо этого приводится эквивалентная магнитная проницаемость для всего сердечника с учетом немагнитного материала.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПИКОВОГО ЗНАЧЕНИЯ ИНДУКЦИИ

Вычисляемые в приведенной ниже процедуре значения индуктивности и тока относятся к первичной обмотке. Единственная обмотка обычной катушки индуктивности (дросселя) также будет называться первичной обмоткой. Требуемая величина индуктивности L и пиковое значение тока короткого замыкания через катушку индуктивности I_{PK} определяется схемой применения. Величина I_{PK} устанавливается схемой ограничения тока. Вместе обе эти величины определяют максимальное значение энергии $(LI_{PK}^2)/2$, которую катушка индуктивности должна запасать (в зазоре) без насыщения сердечника и с приемлемыми потерями в магнитопроводе и проводах.

Теперь необходимо определить максимальное пиковое значение индукции $B\,(max)$, которое соответствует пиковому току I_{PK}. Чтобы минимизировать размер зазора, необходимый для накопления требуемой энергии, катушка индуктивности должна использоваться в режиме $B\,(max)$ как можно больше. Это позволяет минимизировать число витков в обмотках, потери на вихревые токи, а также размер и стоимость катушки индуктивности.

На практике значение $B\,(max)$ ограничивается либо насыщением сердечника B_{SAT}, либо потерями в магнитопроводе. Потери в ферритовом сердечнике пропорциональны как частоте, так и полному размаху изменения индукции ΔB в течение каждого цикла переключения, возведенному в степень 2.4.

В стабилизаторах, работающих в режиме непрерывного тока (дроссели в понижающих стабилизаторах и трансформаторы в обратноходовых схемах), потери в сердечнике катушки индуктивности на частотах ниже 500 кГц обычно незначительны, так как отклонения магнитной индукции от постоянного рабочего уровня незначительны. В этих случаях $B\,(max)$ может быть почти равным B_{SAT} с небольшим запасом. Значение B_{SAT} для большинства мощных ферритов типа 3C8 выше 0.3 Тл, поэтому значение $B\,(max)$ может быть выбрано равным 0.28...0.3 Тл.

В стабилизаторах, работающих в режиме прерывистого тока, значение магнитной индукции изменяется от нуля до $B\,(max)$ (остаточная намагниченность незначительна из-за наличия зазора) и максимальный размах колебаний индукции ΔB_M равняется $B\,(max)$. В таких схемах (особенно на высоких частотах), ΔB_M (и $B\,(max)$) обычно ограничивается потерями в магнитопроводе, так что $B\,(max)$ оказывается намного меньше чем B_{SAT}.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗМЕРА СЕРДЕЧНИКА

Используемый сердечник должен быть способен запасти требуемую пиковую энергию в небольшом зазоре без вхождения в насыщение и иметь приемлемые потери в магнитопроводе. Кроме того он должен вмещать требуемое количество витков, обеспечивающее приемлемые потери в обмотках. Для выбора сердечника можно использовать итерационный процесс, использующий метод пробных решений, однако формулы (1А) и (1В) дают возможность получить приближенное значение произведения площадей сердечника AP, требуемого для заданной схемы применения (AP равняется произведению площади окна сердечника A_W и поперечного сечения магнитопровода A_E). Из справочных таблиц выбирается самый маленький сердечник, произведение площадей AP которого превышает расчетную величину.

Формула (1А) применяется, когда ΔB ограничено насыщением, а (1В) — когда ΔB ограничено потерями в магнитопроводе. В сомнительных случаях вычисляются оба значения, и используется наибольшее.

Сначала рассмотрим случай ограничения насыщением (см. Приложение А для определения условных обозначений):

$$AP = A_W A_E = \left(\frac{L\,I_{PK} I_{FL} \times 10^4}{420\,K\,B(max)}\right)^{1.31} [\text{см}^4], \qquad (1A)$$

где L в [Гн], B в [Тл], K — см. **Табл. 1**.

Формула (1А) основана на потерях в проводах при плотности тока $J\,(max)$, вызывающей перепад температур в 30°C в зоне нагрева

9

(в середине центрального стержня). Значение *J (max)* зависит от размеров сердечника и вычисляется по формуле:

$$J_{30} = 420AP^{-0.240}\ [\text{А/см}^2]. \qquad (2A)$$

В случае ограничения потерями в сердечнике используется формула 1В, которая также основана на перепаде температур в зоне нагрева на 30°С, но вызванного равными вкладами от потерь в проводах и от потерь в магнитопроводе.

$$AP = A_W A_E = \left(\frac{L\,\Delta I_M\,I_{FL}\times 10^4}{130K}\right)^{1.58}\times(K_H f + K_E f^2)^{0.660}\ [\text{см}^4]\ (1B)$$

Для большинства мощных ферритов коэффициент гистерезиса $K_H = 4\times10^{-5}$, коэффициент вихревого тока $K_E = 4\times10^{-10}$. В формуле (1В) предполагается, что плотность тока *J (max)*, вызывающая перепад температуры в 15°С в зоне нагрева, равна:

$$J_{15} = 297AP^{-0.240}\ [\text{А/см}^2] \qquad (2B)$$

При наличии нескольких обмоток они должны быть распределены таким образом, чтобы среднеквадратичное значение плотности тока в них было одинаково для обеспечения однородного распределения мощности в обмотках.

Табл. 1. Значения коэффициентов K для катушек индуктивности в различных схемах стабилизаторов

Преобразователь	K_U	K_P	$K = K_U \times K_P$
Понижающий и повышающий стабилизаторы в непрерывном режиме	0.7	1.0	0.7
Повышающий стабилизатор в режиме прерывистого тока	0.7	1.0	0.7
Трансформаторы обратного хода в непрерывном режиме	0.4	0.5	0.2
Трансформаторы обратного хода в прерывистом режиме	0.4	0.5	0.2

Указанное в **Табл. 1** значение коэффициента использования окна $K_U = 0.4$ для трансформаторов обратного хода дано с учетом изоляции, удовлетворяющей требованиям стандатра VDE, но не включает фурнитуру и саму катушку. Для тороидальных сердечников K_U должен быть разделен на два. Коэффициент площади первичной обмотки $K_P = 0.5$ предполагает, что площади поперечного сечения первичной и вторичной обмоток равны.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧИСЛА ВИТКОВ N

Минимальное число витков определяется из следующих формул:

$$N\,(min) = \frac{L\,I_{PK}}{B\,(max)\,A_E}\times 10^4 \qquad (3A),$$

при ограничении индукцией насыщения B_{SAT}.

$$N\,(min) = \frac{L\,\Delta I_{PM}}{\Delta B_M\,A_E}\times 10^4 \qquad (3B),$$

при ограничении потерями в сердечнике.

В качестве реального числа витков берется ближайшее целое число, большее чем *N (min)*. В трансформаторах обратного хода с несколькими обмотками число витков первичной обмотки может быть квантовано к определенному кратному значению (например, 22, 44, 66, 88 и т.д) в зависимости от значения коэффициента трансформации. В этом случае, если *N (min)*= 36, то наименьшее возможное значение *N* = 44. Дополнительные витки, возникающие в этом случае, могут не вместиться в окно сердечника, если реальное произведение площадей сердечника недостаточно больше минимального *AP*, расчитанного по формулам (1А) и (1В). Для той же самой индуктивности увеличение числа витков *N* также приводит к уменьшению предварительно взятого значения *B (max)* или ΔB_M, что приводит к уменьшению потерь в сердечнике. Чтобы найти новое значение потерь в сердечнике, надо использовать формулу (3В) с большей величиной *N* и требуемым ΔI_M для вычисления меньшей величины ΔB_M, после чего взять из таблицы соответствующее ему реальное значение потерь в сердечнике.

ВЫЧИСЛЕНИЕ ВЕЛИЧИНЫ НЕМАГНИТНОГО ЗАЗОРА

Ширина зазора рассчитывается, используя классическую формулу для индуктивности:

$$\ell_G = \frac{\mu_0\mu_R N^2 A_E}{L}\times 10^{-2}\ [\text{см}],\ \text{при}\ \mu_R = 1. \qquad (4A)$$

При использовании ферритового Ш-образного или броневого сердечника с зазором только в центральном стержне может потребоваться механическая обработка до нужного размера, если отсутствует необходимый промышленный. Этой операции можно избежать, разделить половины сердечника прокладкой, толщина которой приблизительно равна половине расчетной ширины зазора. При этом половина зазора приходится на центральный стержень, а другая половина — на внешние стержни, предполагая, что суммарная площадь поперечного сечения обоих внешних стержней равняется площади центрального стержня. Однако при этом значительно увеличивается внешнее магнитное поле, являющееся источником электромагнитных помех. Требуемая величина зазора в этом случае подбирается эмпирически.

В тороидальных сердечниках зазор распределен между магнитными частицами по всему объему сердечника и недоступен для вычисления. Вместо ширины зазора в этом случае дается эквивалентная относительная магнитная проницаемость, как если бы сердечник был сделан полностью из однородного магнитного материала. ℓ_E — эффективная длина магнитной линии внутри сердечника:

$$\mu_R(max) = \frac{L\,\ell_E}{\mu_0 N^2 A_E}\times 10^2. \qquad (4B)$$

РАСЧЕТ ОБМОТОК

Сначала вычисляется максимальное значение общей рассеиваемой мощности *P (max)*, которую может рассеять катушка при заданных значениях максимального перепада температур в зоне нагрева ΔT и тепловом сопротивлении сердечника R_T. Максимальные потери в обмотках P_{CU} находятся путем вычитания полученного выше значения потерь в сердечнике P_C:

$$P_{CU} = \Delta T/R_T - P_C\ [\text{Вт}]. \qquad (5)$$

Если тепловое сопротивление используемого сердечника не известно, оно вычисляется по приближенной формуле:

$$R_T = 23\,AP^{-0.37}\ [°\text{С/Вт}].$$

Для катушек с одной обмоткой потери в первичной обмотке P_P очевидно равняется P_{CU}, в отличии от катушек с несколькими обмотками, для которых P_P равняется $P_W/2$. Максимальное сопротивление первичной обмотки вычисляется через максимальный среднеквадратичный ток первичной обмотки:

$$R_P = P_P/I_{FL}^2\ [\text{Ом}]. \qquad (6)$$

Разделив R_P на общую длину провода первичной обмотки ℓ, получаем максимальное допустимое погонное сопротивление провода первичной обмотки:

$$\frac{R_P}{\ell\ [\text{см}]} = \frac{R_P}{N\,\ell_T}. \qquad (7)$$

Из таблицы параметров проводов выбирается провод с минимальным размером и более высоким значением погонного сопротивления и находится площадь его поперечного сечения A_X.

Затем вычисляется общая площадь проводника первичной обмотки с N проводами (A_P) и сравнивается с площадью, доступной в окне сердечника:

$$A_P = N A_X \leq K_U K_P A_W. \quad (8)$$

Если A_P окажется больше, то необходимо использовать сердечник больших размеров и процедура расчета должна быть повторена, начиная с формулы 3A или 3B (или если должен быть допущен больший перепад температур). Если A_P окажется значительно меньше, то желательно использовать сердечник меньших размеров. Для катушек с несколькими обмотками не следует использовать провод с размером, превышающим требуемый формулой (7), так как это увеличит величину индуктивности рассеивания и потери на вихревые токи.

Отношение площадей проводника первичной и вторичной обмоток выбирается равным отношению среднеквадратичных токов в этих обмотках, чтобы плотность тока была везде одинакова.

Для получения хорошей связи между обмотками, каждая обмотка должна занимать всю высоту окна, за вычетом отступов от края, предотвращающих магнитное сползание. Если витки в плотно намотанной обмотке не занимают всю высоту окна, то ее надо разрядить. Однако при этом ухудшается использование площади окна и увеличиваются потери на вихревые токи, особенно если диаметр провода приближается к удвоенной глубине проникновения. Чтобы избежать этого, предпочтительно заменить провод большого диаметра несколькими запараллеленными проводами, которые заполнят доступную площадь намного более компактно и позволят уменьшить потери на вихревые токи.

Например, предположим плотно намотанную обмотку с числом витков N провода диаметром D и занимающую только половину доступной высоты. Толщина слоя обмотки равняется D. Если эту обмотку разрядить, то связь с другими обмотками улучшится, но толщина останется та же, что приведет к удвоению занимаемого объема. Если же один провод заменить четырьмя запараллеленными с площадью поперечного сечения каждого $A/4$, диаметром $D/2$ с тем же количеством витков N (плотно прижатыми друг к другу, как если бы они были один провод), то они займут точно всю высоту окна, но высота обмотки при этом будет только $D/2$, что уменьшит потери на вихревые токи и индуктивность рассеивания. В предельном случае для высокоточных обмоток необходимо использовать один или два витка тонкой медной фольги.

Соотношение между общим среднеквадратичным током I в любой обмотке и его постоянной и переменной составляющими определяется следующей формулой:

$$I^2 = I_{DC}^2 + I_{AC}^2. \quad (9)$$

При расчете потерь в обмотках использовалось среднеквадратичное значение общего тока и сопротивление обмотки постоянному току. Однако, сопротивление переменному току может оказаться намного больше вследствии скин-эффекта, заставляющего переменную составляющую течь только в небольшой поверхностной части общей проводящей площади. Отношение R_{AC}/R_{DC} называется коэффициентом сопротивления и обозначается F_R. Потери на вихревые токи обусловлены только среднеквадратичным значением переменной составляющей тока I_{AC}, текущей через более высокое эффективное сопротивление переменному току.

Потери на вихревые токи в дросселях понижающих стабилизаторов обычно не вызывают проблем, так как переменная составляющая тока незначительна и составляет обычно 1/200 от постоянной составляющей. Это означает, что только при F_R = 200 потери на вихревые токи сравниваются с низкочастотными потерями. В трансформаторах обратного хода, работающих в непрерывном режиме, переменная компонента магнитного потока невелика, что соотвествует небольшим потерям в магнитопроводе. Однако переменная составляющая тока в каждой обмотке весьма велика, потому что направление тока непрерывно меняется при передаче энергии от первичной обмотки к вторичным обмоткам, что вызывает существенные потери на вихревые токи.

Эффект близости вызывается переменной составляющей магнитного поля, существующей между первичной и вторичной обмотками. Это переменное поле наводит циркулирующие переменные токи внутри каждого проводника, которые в одних местах складываются с постоянной составляющей, а в других вычитаются, что очень увеличивает потери. Для борьбы с этим эффектом либо уменьшают циркулирующие токи, применяя более тонкие запараллеленные провода и тонкую медную фольгу, либо уменьшают силу магнитного поля. Последнее достигается использованием сердечника с более высоким окном, что позволяет увеличить число витков в слое и соответственно уменьшить число слоев, или чередованием обмоток, помещением одной половины витков первичной обмотки внутри вторичной обмотки, а другой — снаружи.

Самым грубым приближением в изложенной процедуре является значение теплового сопротивления R_T при естественном охлаждении, определяющее перепад температур в зоне нагрева. Значение R_T сильно зависит от формы корпуса, в котором установлен трансформатор, размера и местоположения охлаждающих вентиляционных отверстий, соотношения между горизонтальными и вертикальными размерами поверхностей установки (эффект дымохода), а также наличием принудительного охлаждения. В качестве заключительной проверки можно предложить поместить чувствительную термопару в середине центрального стержня и проверять перепад температур при условиях, близких к рабочим.

Приложение А. ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Во всех расчетах используется система СИ, за исключением меры длины, которая заменена на [см] вместо метров. В трансформаторах обратного хода и многообмоточных катушках индуктивности, указанные обозначения относятся к параметрам первичной обмотки.

Общие:

I_{FL} общий среднеквадратичный ток первичной обмотки при предельной нагрузке

I_{PK} пиковое значение тока КЗ первичной обмотки

I_M максимальный размах колебаний тока первичной обмотки

L индуктивность первичной обмотки [Гн]

$P(max)$ общая рассеиваемая мощность

R_T тепловое сопротивление в зоне нагрева при естественной конвекции

ΔT перепад температур в зоне нагрева

AP произведение площадей сердечника = $A_W A_E$ [см^4]

Параметры обмотки:

A_W полная площадь окна для обмоток в сердечнике [см^2]

A_{CU} суммарная площадь проводника во всех обмотках

A_P площадь проводника первичной обмотки = $N A_X$

A_X площадь поперечного сечения проводника первичной обмотки

$J(max)$ Максимальная плотность тока [А/см^2]

K_U коэффициент использования окна = A_{CU}/A_W

K_P коэффициент первичной обмотки = A_P/A_{CU}

K обмоточный коэффициент = $K_U K_P$

ℓ общая длина проводв обмотки

ℓ_T средняя длина витка (MLT) [см]

n коэффициент трансформации

N число витков

P_{CU} потери в обмотках

Параметры сердечника:

A_P площадь проводника первичной обмотки [см^2]

A_E эффективная площадь центрального стержня

B_{SAT} индукция насыщения [Тл]

$B(max)$ максимальное пиковое значение индукции

ΔB_M максимальный размах колебаний индукции

K_H коэффициент гистерезисных потерь в сердечнике
K_E коэффициент вихревых потерь в сердечнике
ℓ_G ширина зазора [см]
μ_0 магнитная проницаемость свободного пространства $= 4\pi \times 10^{-7}$ [Гн/м]
μ_R Относительная магнитная проницаемость
P_C потери в магнитопроводе
$P_{C/V}$ удельные потери в магнитопроводе
V_E объем сердечника

Приложение В. ВЫВОД ФОРМУЛ

Во всех расчетах используется система СИ, за исключением меры длины, которая заменена на см вместо метров. Все используемые величины относятся к первичной обмотке.

Вся энергия, запасенная в катушке, равна магнитной энергии, запасенной в зазоре:

$$\frac{1}{2} L I^2 = \frac{1}{2} B H A_E \ell_G. \quad (B1)$$

Применяя закон Ампера и считая магнитное поле внутри зазора однородным, получаем:

$$N I = H \ell_G. \quad (B2)$$

После подстановки $H \ell_G$ в (В1) и упрощения получаем:

$$L I = B A_E N. \quad (B3)$$

Из полученной формулы находим значение N:

$$N = \frac{L I}{B A_E} = \frac{L I_{PK}}{B(max) A_E} \quad (B3A),$$

при ограничении B_{SAT},

$$N = \frac{L \Delta I}{\Delta B A_E} = \frac{L \Delta I_M}{\Delta B_M A_E} \quad (B3B),$$

при ограничении потерями в сердечнике.

Значение произведения ампер-витки для первичной обмотки равняется плотности тока, умноженной на общую площадь проводника первичной обмотки:

$$N = \frac{A_W J K}{I} = \frac{A_W J(max) K}{I_{FL}}. \quad (B4)$$

Для случая ограничения насыщением приравниваем N в (В3А) и (В4):

$$\frac{A_W J(max) K}{I_{FL}} = \frac{L I_{PK}}{B(max) A_E}.$$

Преобразовывая полученное выражение для произведения площадей и преобразовывая размерности в сантиметры, получаем:

$$AP = A_W A_E = \frac{L I_{PK} I_{FL} \times 10^4}{J(max) K B(max)} \text{ [см}^4\text{]}. \quad (B5)$$

В случае ограничения насыщением потери в магнитопроводе несущественны и обмотки рассчитываются на работу при плотности тока, вызывающей перепад температуры на 30°С при естественном охлаждении, и значение которого вычисляется по следующей эмпирической формуле:

$$J_{30} = 420 AP^{-0.240} \text{ [А/см}^2\text{]}. \quad (B6)$$

Подставляя (В6) в (В5), получаем формулу для произведения площадей:

$$AP = A_W A_E = \left(\frac{L I_{PK} I_{FL} \times 10^4}{420 K B(max)}\right)^{1.31} \text{ [см}^4\text{]}. \quad (B7)$$

В случае ограничения потерями в сердечнике надо приравнять (В3В) и (В4) и преобразовать размеры к сантиметрам:

$$AP = A_W A_E = \frac{L \Delta I_M I_{FL} \times 10^4}{J(max) K \Delta B_M} \text{ [см}^4\text{]}. \quad (B8)$$

Далее предполагается, что первая часть перепада температуры в 15°С вызывается потерями в магнитопроводе, а вторая часть — потерями в обмотках. Плотность тока при этом равна:

$$J_{15} = 297 AP^{-0.240} \text{ [А/см}^2\text{]}. \quad (B9)$$

В формуле (В8) $J(max)$ заменяется на J_{15}. Но сначала надо найти значение ΔB_M, соответствующее потерям в магнитопроводе, которые вызовут нагрев сердечника на 15°С. Удельные потери в магнитопроводе можно вычислить с помощью следующей эмпирической формулы:

$$P_{C/V} = \Delta B_M^{2.4} (K_H f + K_E f^2). \quad (B10)$$

Перепад температур зависит от величины удельных потерь в магнитопроводе, объема сердечника и теплового сопротивления по следующей формуле:

$$\Delta T = 15°C = R_T V_E P_{C/V}. \quad (B11)$$

Тепловое сопротивление и объем сердечника выражается через произведение площадей следующими эмпирическими формулами:

$$R_T \approx 23 AP^{-0.37} \text{ [°С/Вт]} \quad (B12)$$

$$V_E \approx 5.7 AP^{0.68} \text{ [см}^3\text{]}. \quad (B13)$$

Находим ΔB_M, подставляя (В10), (В12), и (В13) в (В11):

$$\Delta B_M = \frac{0.405 AP^{-0.129}}{(K_H f + K_E f^2)^{0.417}}. \quad (B14)$$

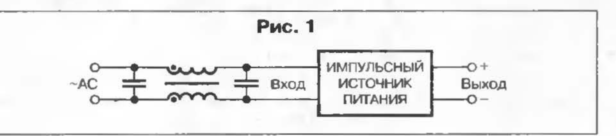
Подставляя (В9) и (В14) в (В8), получаем окончательную формулу для вычисления произведения площадей сердечника в случае ограничения потерями в магнитопроводе:

$$AP = A_W A_E = \left(\frac{L \Delta I_M I_{FL} \times 10^4}{120 K}\right)^{1.58} \times (K_H f + K_E f^2)^{0.660} \text{ [см}^4\text{]}. \quad (B15)$$

ТЕРМИНЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

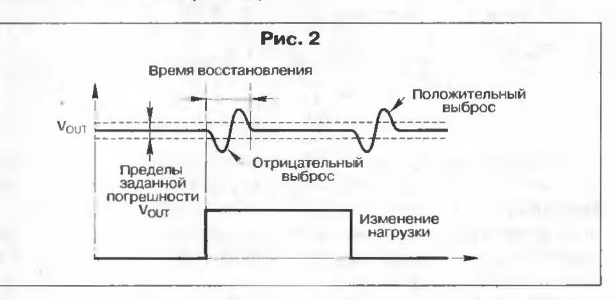
Возвратный трансформатор: (трансформатор сетевого фильтра) трансформатор, имеющий высокий импеданс для синфазного напряжения и низкий импеданс для дифференциального напряжения (**Рис. 1**).

Рис. 1



Время восстановления: интервал времени с момента скачкообразного воздействия до возвращения всех параметров к установленным значениям (**Рис. 2**).

Рис. 2



Время неперекрытия: время паузы между импульсами, открывающими транзисторы двухтактного каскада.

Время прогрева: интервал времени с момента включения до установления значений всех параметров, равных номинальным.

Время удержания: время, в течение которого выходное напряжение источника питания остается в указанных пределах при пропадании входного напряжения.

Вторичный источник питания: источник электрического питания, преобразующий энергию первичного источника: аккумулятора, батареи или сети.

Входной ток аварийного режима: входной ток источника питания или преобразователя напряжения при коротком замыкании на выходе.

Выходное напряжение: номинальная величина постоянного напряжения на выходных выводах источника питания.

Выходной импеданс: отношение изменения напряжения на нагрузке к изменению тока нагрузки.

Выходной шум: среднеквадратичное значение напряжения переменного тока на выходе ИС при постоянном токе нагрузки и отсутствии пульсаций входного напряжения.

Девиация: отклонение; обычно применяется для неслучайных отклонений от заданных или предсказанных значений.

Дежурный режим: режим с частичным отключением узлов прибора.

Диапазон входного напряжения: интервал значений входного напряжения, в пределах которого гарантируется нормальная работа прибора.

Длительность переходных процессов = время восстановления.

Долговременная стабильность (временная нестабильность): изменение выходного напряжения прибора за определенный промежуток времени (обычно 1000 ч) при заданных значениях параметров и режимов. Обычно выражается в процентах.

Дрейф: изменение выходного напряжения (или другого параметра) за небольшой промежуток времени, исключая время прогрева.

Защита от короткого замыкания: схема, предотвращающая выход из строя источника питания при коротком замыкании на выходе.

Защита от перегрузки: схема, предотвращающая выход из строя источника питания при возникновении перегрузки (обычно при выходе тока нагрузки за допустимые значения).

Защита от перенапряжения: выключение или блокировка работы при превышении напряжения питания

Защита от пониженного напряжения: выключение или блокировка работы при снижении напряжения питания

Защита от сквозного тока: защита от одновременного включения транзисторов двухтактного каскада.

Земляная петля: нежелательная обратная связь между двумя или более схемами через общую шину заземления.

Инвертор: DC/AC-преобразователь напряжения (в электротехнике), преобразователь положительного входного напряжения в отрицательное выходное напряжение.

Источник бесперебойного питания: источник питания, который продолжает длительное время вырабатывать напряжение в отсутствие сетевого напряжения.

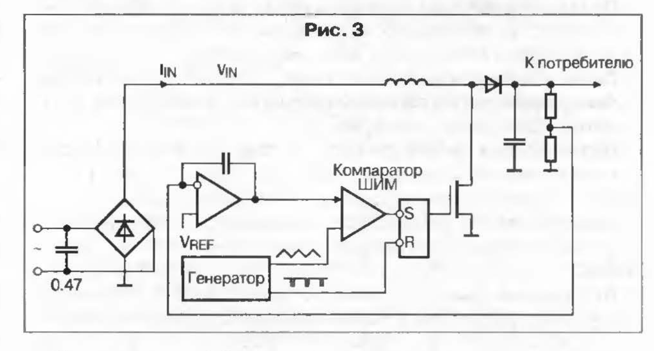
Источник опорного напряжения: структурный элемент схемы, вырабатывающий напряжение, используемое в качестве опорного уровня.

Катушка с разделенными обмотками: секционная катушка трансформатора, на которой первичная и вторичная обмотки располагаются бок о бок, разделенные изолирующей стенкой.

Компенсация наклона "пилы": коррекция скорости нарастания тока для контроллеров с токовым управлением и рабочим циклом более 50%.

Корректор коэффициента мощности: устройство, устанавливаемое между источником переменного напряжения и потребителем, снижающее появление в сети переменного тока реактивной мощности, вызванной данным потребителем (**Рис. 3**).

Рис. 3



Коррекция коэффициента мощности устройства: совокупность действий, снижающих наличие в сети переменного тока реактивной мощности, вызываемой данным устройством.

Коэффициент мощности K_P устройства: отношение первой гармоники активной мощности к суммарной (активной и реактивной) мощности всех гармоник, потребляемых устройством.

Коэффициент подавления нестабильности источника питания: См. "Коэффициент подавления пульсаций".

Коэффициент подавления пульсаций: отношение выходного и входного напряжения пульсаций.

Коэффициент полезного действия (КПД): отношение мощности, отдаваемой в нагрузку, к потребляемой мощности.

Локальная шина питания: стабилизированное напряжение, используемое в качестве напряжения питания оконечных стабилизаторов напряжения на местах.

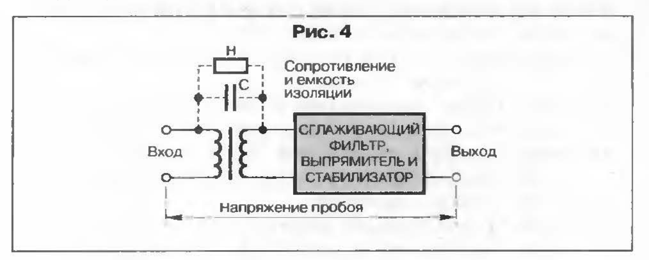
Монитор: устройство, наблюдающее за заданной величиной, например, напряжением. Обычно монитор вырабатывает сигнал при выходе наблюдаемой величины из допустимых пределов.

Накачка заряда: схема на переключаемых конденсаторах, предназначенная для преобразования напряжения путем заряда конденсатора и передачи заряда в выходную цепь.

Накопительная индуктивность: индуктивность преобразователя напряжения, в которой запасается энергия первичного источника.

Напряжение пробоя: минимальное напряжение между входом и выходом или шасси источника питания (**Рис. 4**), при котором происходит пробой.

Рис. 4



Нестабильность по входному напряжению: изменение выходного напряжения, вызванное изменением входного напряжения.

Несимметричный выход: выход источника напряжения или тока, одним из выводом которого является общий вывод (земля).

Нестабильность по току нагрузки: изменение выходного напряжения, вызванное изменением тока нагрузки.

Номинальный выходной ток: максимальное значение тока, отдаваемое в нагрузку, на которое рассчитан данный источник питания при указанной температуре окружающей среды.

Ограничение пускового тока: схема, ограничивающая пусковой ток в момент включения источника питания.

Отраженный (обратный) ток пульсаций: составляющая потребляемого тока, вызванная переключениями при преобразовании напряжения.

Переключение при нулевом напряжении: способ обеспечения безопасной области работы силового ключа, заключающийся в переключении при нулевом напряжении на ключе.

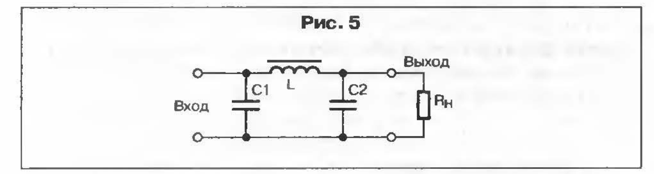
Переключение при нулевом токе: способ обеспечения безопасной области работы силового ключа, заключающийся в переключении при нулевом токе через ключ.

Перекрестная нестабильность по току: изменение напряжения на одном из выходов, вызванное изменением тока нагрузки на другом выходе (в источнике питания с несколькими выходами).

Плавный запуск: схема, обеспечивающая при включении источника плавное нарастание выходного напряжения до номинального значения.

П-образный фильтр: низкочастотный LC-фильтр третьего порядка, состоящий из двух конденсаторов и индуктивности (**Рис. 5**).

Рис. 5



Повышающий индуктивный преобразователь напряжения: преобразователь напряжения с последовательным расположением катушки индуктивности и параллельным расположением ключа (**Рис. 6**).

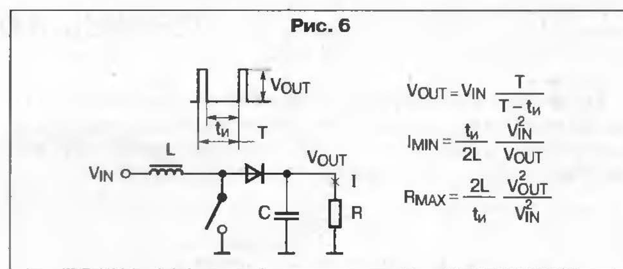
Погрешность: допуск на отклонение значения параметра.

Понижающий индуктивный преобразователь напряжения: преобразователь напряжения с последовательным включением катушки индуктивности и ключа (**Рис. 7**).

Прерывистый режим: то же, что режим с пропуском импульсов.

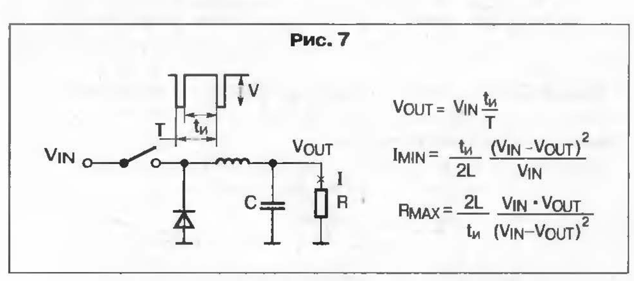
Пульсации: переменная составляющая выходного напряжения, состоящая из гармоник частоты преобразования или сети.

Рис. 6



$$V_{OUT} = V_{IN}\frac{T}{T - t_и}$$
$$I_{MIN} = \frac{t_и}{2L}\cdot\frac{V_{IN}^2}{V_{OUT}}$$
$$R_{MAX} = \frac{2L}{t_и}\cdot\frac{V_{OUT}^2}{V_{IN}^2}$$

Рис. 7



$$V_{OUT} = V_{IN}\frac{t_и}{T}$$
$$I_{MIN} = \frac{t_и}{2L}\cdot\frac{(V_{IN} - V_{OUT})^2}{V_{IN}}$$
$$R_{MAX} = \frac{2L}{t_и}\cdot\frac{V_{IN}\cdot V_{OUT}}{(V_{IN} - V_{OUT})^2}$$

Пусковой ток: максимальное значение входного тока источника питания в течение переходных процессов, протекающих во время включения.

Рабочий диапазон температур: диапазон температур окружающей среды (или кристалла), в пределах которого нормируются рабочие параметры прибора.

Рабочий цикл (коэффициент заполнения импульсной последовательности): отношение длительности импульса к периоду следования импульсов.

Развязка: гальваническая развязка между входом и выходом источника питания с помощью трансформатора. Характеризуется сопротиалением и емкостью изоляции.

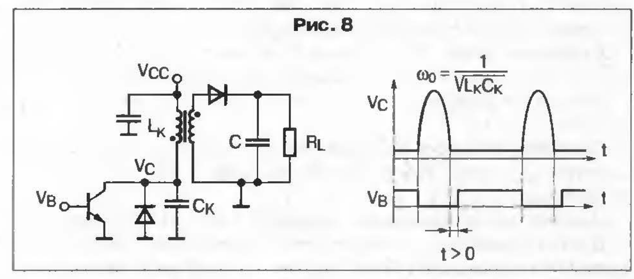
Распределенное питание: см. **"Локальная шина питания"**.

Распределение тока (нагрузки): параллельное включение нескольких стабилизаторов для увеличения выходной мощности, при этом ток нагрузки распределяется между отдельными приборами поровну.

Режим с пропуском импульсов: режим, в котором ШИМ-модулятор блокируется на период нескольких импульсов или на фиксированный промежуток времени, что позволяет сохранить стабильную работу схемы и снизить потребление энергии при слабой нагрузке.

Резонансный преобразователь: преобразователь, в котором для обеспечения безопасной работы ключа используется колебательный контур на накопительной индуктивности или трансформаторе (**Рис. 8**).

Рис. 8

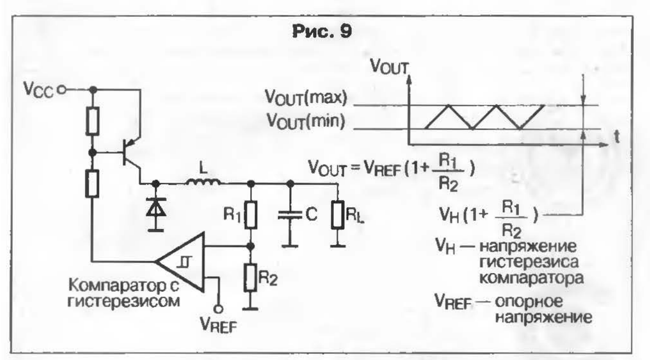


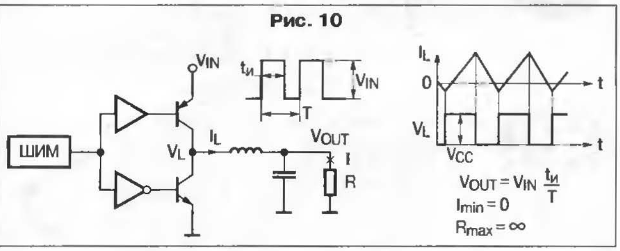
Релейный преобразователь: разновидность индуктивного понижающего преобразователя напряжения (**Рис. 9**).

Сетевой источник питания: источник питания, преобразующий энергию, потребляемую от сети.

Силовая земля: общий вывод сильноточных цепей.

Синхронный выпрямитель: (см. **Рис. 10**).





Синхронный преобразователь: преобразователь напряжения с синхронным выпрямителем.

Синхронный ШИМ-контроллер: контроллер ШИМ с синхронным выпрямителем.

Скважность: отношение периода следования импульсов к длительности импульса. Величина, обратная коэффициенту заполнения.

Скип-режим: то же, что режим с пропуском импульсов

Схема защиты от короткого замыкания: схема предотвращающая выход из строя источника питания при коротком замыкании на выходе.

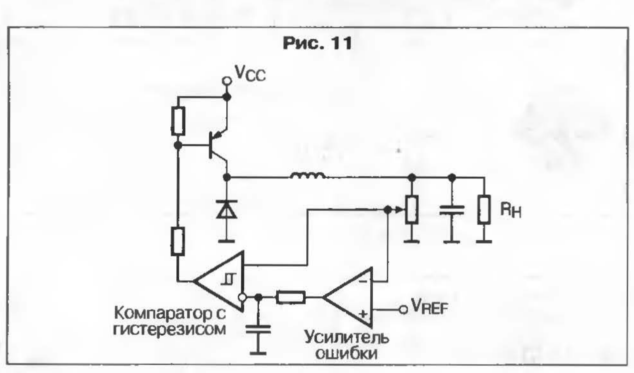
Температурный коэффициент напряжения (ТКН): отношение изменения выходного напряжения к изменению температуры среды, выраженное в процентах.

Тепловая защита: схема, предотвращающая выход из строя прибора при повышении температуры.

Ток утечки: ток, обусловленный несовершенством изоляции.

Тотемный выход: квазикомплементарный выходной каскад.

Управление по току = ШИМ с переключением по току



Управление типа V²: Релейный преобразователь с дополнительной петлей обратной связи по напряжению (**Рис. 11**).

Форсированное питание: схема питания, когда прибор питается от преобразованного входного напряжения (а не прямо от входа): от дополнительной обмотки, выходного напряжения, конденсаторного преобразователя и т.д.

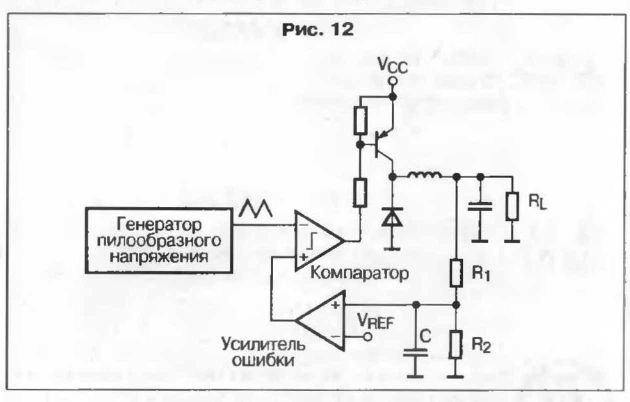
Характеристика с обратным наклоном: защита от перегрузки по току с участком обратного наклона нагрузочной характеристики.

Частота преобразования: частота, с которой происходит переключение ключевого элемента преобразователя.

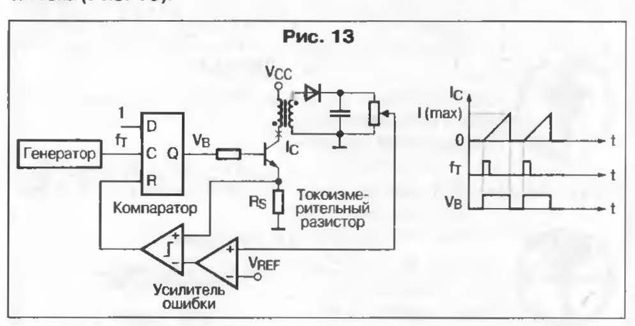
ЧИМ: частотно-импульсная модуляция. Вид модуляции, при котором изменяется частота импульсов, а длительность импульса (или паузы) остается постоянной.

ЧШИМ: частотно-широтная модуляция. Вид модуляции, при которой изменяются как частота, так и длительность импульсов.

ШИМ по среднему напряжению: (см. **Рис. 12**).



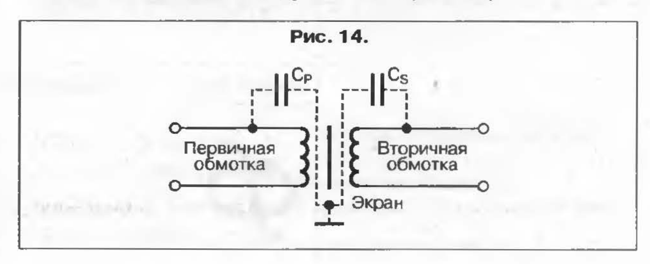
ШИМ с управлением по току: формирование длительности импульса ШИМ путем переключения при достижении заданного уровня тока (**Рис. 13**).



Шина возврата тока: название общего вывода источника питания, через который течет ток от нагрузки.

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ): изменение длительности импульса по заданному закону, при этом частота следования импульсов постоянна.

Экран Фарадея: электростатический экран между первичной и вторичными обмотками трансформатора. Используется для уменьшения емкостной связи между обмотками (**Рис. 14**).



КОММЕРЧЕСКИЕ АДРЕСА

ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ ПРОИЗВОДИТЕЛИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

Товарный знак	Название, адрес и реквизиты предприятия
	АО **"АНГСТРЕМ"** 103460, Россия, Москва, Зеленоград Тел.: (095) 531-49-06, 531-96-21 Факс.: (095) 531-32-70
	ГП **"ВОСХОД"** 248014, Россия, Калуга, Грабцевское шоссе, 60-А Тел.: (08422)729-33 Факс: (08422)358-70
ОДЭКА	Фирма **"ДОДЭКА"** 105318, Россия, Москва, а/я 70 Тел/факс: (095) 366-24-29, 366-81-45 E-mail: books@dodeca.ru; ICMarket@dodeca.ru
	НПО **"ИНТЕГРАЛ"** 220064, Беларусь, Минск, пл. Казинца Тел.: (017)277-3051 Факс: (017)278-2031
	ОАО **"КВАЗАР"** 254136, Украина, Киев, ул. Северо-Сырецкая, 1 Тел.: (38044)434-89-44 Факс: (38044)434-88-43
	ЗАО "ГРУППА-**КРЕМНИЙ"** 241037, Россия, Брянск, ул. Красноармейская, 103 Тел.: (0832)419-103 Факс: (0832)414-214
	АООТ "завод **МИКРОН"** 103460, Россия, Москва, Зеленоград Тел.: (095)535-15-09 Факс: (095)535-62-64

Товарный знак	Название, адрес и реквизиты предприятия
	ПО **"МЭЛЗ"** 105023, Россия, Москва, ул. Электрозаводская, 23 Тел.: (095) 962-17-28 Факс: (095) 963-65-77
	АООТ **"ПЛАНЕТА"** 173004, Россия, Новгород, ул.Федоровский ручей, 2/13 Тел.: (81622) 30-275 Факс: (81622) 31-736; 33-286
	АООТ **"РОДОН"** 284006, Украина, Ивано-Франковск, ул. Вовчинецка, 225 Тел.: (03400)93-220 Факс: (03400)32-223
	НПЦ **"СИТ"** 241037, Россия, Брянск, ул. Красноармейская, 103 Тел.: (0834) 414-885 Факс: (0834) 414-249
	АООТ **"ТОР"** 140070, Россия, Московская обл., Люберецкий р-н, пгт. Томилино, Тел.: (095)554-42-56 Факс: (095)557-15-81
	АО Александровский завод **"ЭЛЕКС"** 601600, Россия, Владимирская обл., Александров, ул. Институтская, 3 Тел.: (095)584-58-12 Факс: (09244)244-83
	НПО **"ЭЛЕКТРОНИКА"** 394007, Россия, Воронеж, Ленинский просп., 119-А Тел.: (0732)220-481 Факс: (0732)225-993

Товарный знак	Название, адрес и реквизиты предприятия
	АО ПО **"ЭЛЕКТРОНПРИБОР"** 141120, Россия, Московская обл., Фрязино, пр. Заводской, 3 Тел.: (095)526-91-02 Факс: (095)526-92-99

ЗАРУБЕЖНЫЕ ПРОИЗВОДИТЕЛИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

Товарный знак	Название, адрес и реквизиты предприятия
Cherry Semiconductor	**Cherry Semiconductor Corp.** 2000 South County Trail, East Greenwich, Rhode Island, 02818, Тел.: 401-885-3600, Факс: 401-885-5786, E-mail: info@cherry-semi.com
FAIRCHILD	**Fairchild Semiconductor** 333 Western Ave., S. Portland, Maine, 04106, Тел.: 207-775-8100
Infineon technologies	**Infineon Technologies AG** (Представительство Siemens AG в России), ул. Дубининская, 98А, Москва, Россия, 113093, Тел.: (7) (095) 737-14-35, 737-14-36. Факс: (7) (095) 737-14-39
intersil	**Intersil Corporation** PO Box 883, Melbourne, Florida, 32902, Тел.: (1) (888) 468-37-74 E-mail: centapp@intersil.com
LINFINITY MICROELECTRONICS	**Linfinity Microelectronics Inc.** 11861 Western Ave., Garden Grove, California, 92641, Тел.: 714-898-8121, Факс: 714-893-2570, E-mail: sales@linfinity.com
MAXIM MAXIM INTEGRATED PRODUCTS	**Maxim Integrated Products** 120 San Gabriel Dr., Sunnyvale, California, 94086, Тел.: 408-737-7600, Факс: 408-737-7194
Micro Linear	**Micro Linear** 2092 Concourse Dr., San Jose, California, 95131, Тел.: 408-433-5200, Факс: 408-432-0295, E-mail: info@ulinear.com
National Semiconductor	**National Semiconductor Corp.** 2900 Semiconductor Dr., Santa Clara, California, 95051, Тел.: 408-721-5000, Факс: 800-737-7018, E-mail: support@nsc.com

Товарный знак	Название, адрес и реквизиты предприятия
ON ON Semiconductor *Formerly a Division of Motorola*	**ON Semiconductor** 5005 East McDowell Phoenix, AZ 85008 US Тел.: (602) 244-66-00
PHILIPS	**Philips Semiconductors, Philips Electronics North America Corporation** 811 East Arques Ave., PO Box 3409, Sunnyvale, California, 94088, Тел.: 800-234-7381, Факс: 408-991-2311
POWER INTEGRATIONS, INC.	**Power Integrations Inc.** 477 North Mathila Ave., Sunnyvale, California, 94086, Тел.: 408-523-9200, Факс: 408-523-9365
RICOH	**Ricoh Corporation, Electronic Devices** 3001 Orchard Pkwy., San Jose, California, 95134, Тел.: 408-432-8800, Факс: 408-432-8375, E-mail: ricoh@edd.ussj.ricoh.com
SEMTECH	**Semtech Corporation** 652 Mitchell Rd., Newbury Park, California, 91320, Тел.: 805-498-2111, Факс: 805-498-3804, E-mail: npsmtchad@aol.com
ST Microelectronics	**STMicroelectronics** 1000 E. Bell Rd., Phoenix, Arizona, 85022, Тел.: 602-867-6100
TEXAS INSTRUMENTS	**Texas Instruments, Semiconductor Group** P.O. Box 655303, Dallas, Texas, 75265, Тел.: 972-644-5580
Unitrode Products from Texas Instruments	**Unitrode Integrated Circuits Corp.** Вошел в состав компании **Texas Instruments**

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

СИМВОЛЬНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

I_{CC}	Ток питания
I_{ML}	Максимальный ток нагрузки
I_{IN}	Входной ток
I_L	Ток нагрузки
I_{LOAD}	Ток нагрузки
I_O	Выходной ток
I_{OUT}	Выходной ток
I_Q	Ток потребления
I_{SC}	Ток короткого замыкания
I_{SD}	Ток потребления в выключенном состоянии
$I_{STANDBY}$	Ток потребления в дежурном режиме
I_{TH}	Пороговый ток срабатывания защиты
P_D	Рассеиваемая мощность
Θ_{CA}	Тепловое сопротивление корпус-окружающая среда
Θ_{JA}	Тепловое сопротивление кристалл-окружающая среда
Θ_{JC}	Тепловое сопротивление кристалл-корпус
Θ_{SA}	Тепловое сопротивление радиатор-окружающая среда
Θ_{SC}	Тепловое сопротивление корпус-радиатор
R_L	Сопротивление нагрузки
R_{LOAD}	Сопротивление нагрузки
R_{OUT}	Выходное сопротивление
$R_{THJ-AMB}$	Тепловое сопротивление кристалл-среда
$R_{THJ-CASE}$	Тепловое сопротивление кристалл-корпус
t_{FALL}	Время спада
t_{RISE}	Время нарастания (фронт)
T_A	Диапазон рабочих температур
T_J	Рабочий диапазон температур кристалла
T_{OPR}	Диапазон рабочих температур
T_{STG}	Температура хранения
V_C	Напряжение управления
V_{CC}	Напряжение питания
V_{DP}	Падение напряжения вход-выход
V_{IN}	Входное напряжение
V_{I-O}	Падение напряжения вход-выход
V_{DP}	Минимальное рабочее напряжение
V_{OUT}	Выходное напряжение
V_{REF}	Опорное напряжение
V_S	Входное напряжение

СОКРАЩЕНИЯ

µP	Микропроцессор
AC/DC (converter)	Преобразователь переменного напряжения в постоянное
AC	Переменный ток
Avalanche rated FET	Полевой транзистор с нормированными параметрами лавинного пробоя
Average current mode	Управление по среднему току
Boost	Повышающий индуктивный преобразователь напряжения
Bootstrap	Форсированное питание, вольтодобавка
Buck	Понижающий индуктивный преобразователь напряжения
BW	Полоса пропускания
CE (Chip Enable)	Разблокирование, включение данной схемы
Ceil	1) Гальванический элемент питания 2) Ячейка
Charge pump	Схема накачки (перемещения) заряда, например, для повышения напряжения
COM = common	Общий вывод
Current mode	ШИМ с управлением по току
Current-fed	Запитываемый током, с токовым питанием
DC/DC (converter)	Преобразователь постоянного напряжения в постоянное
DC	Постоянный ток
Double pulse suppression	Подавление сдвоенных импульсов
Dropout	Падение напряжения, проходное напряжение
Duty Cycle	Рабочий цикл, величина, обратная скважности
EMI (ElectroMagnetic Interference)	Электромагнитные помехи
ESR	ЭПС, эквивалентное последовательное сопротивление (конденсатора)
FET (Field Effect Transistor)	Полевой транзистор
Fly (flyback)	Обратноходовая схема преобразователя
Fold back characteristic	Характеристика с участком обратного наклона
Fw (forward)	Прямоходовая схема преобразователя
GND	Земля, общий вывод
JFET (Junction FET)	Полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом
Hiccup	Режим защиты от КЗ на выходе, при котором прерывается нормальная работа схемы и производится перезапуск, с повторяющимися циклами включения/выключения
Histeretic controller	Релейный преобразоатель
IN	Вход, входное
Inductor	Дроссель, трансформатор
LDO (Low DropOut)	Малое падение напряжения вход-выход, малое проходное напряжение
LEB (Leading Edge Blanking)	Маскирование переднего фронта импульса тока, блокировка схемы ограничения тока на время переднего фронта импульса
Lockout	Блокировка, захват по частоте, фазе
max	Максимальное значение величины
min	Минимальное значение величины
MOSFET	МОП-транзистор (структура метвлл-окисел-полупроводник)
nom	Номинальное значение величины
Nonoverlapped time	Время неперекрытия, пауза между проводящими состояниями верхнего и нижнего ключевых транзисторов
norm	Нормальное значение величины
Off	Выключить, выключено
OFF-LINE	Сетевой источник питания, преобразователь сетевого напряжения
OFF-TIME	Время закрытого состояния ключа
OLP (OverLap Protection)	Защита от сквозного тока
On	Включить, включено
ON/OFF (ON/OFF control (function))	ВКЛ/ВЫКЛ, подача команды включения/выключения
ON-TIME	Время открытого состояния ключа
OSC	Генератор
Out	Выход, выходное
OVP (Over Voltage Protection)	Защита от перенапряжения

PARD	Периодическая и случайная девиация
PD(N) (Power Down)	Режим пониженного энергопотребления
PFC (Power Factor Controller)	Контроллер коэффициента мощности (ККМ)
PFM (Pulse Frequency Modulation)	Частотно-широтная модуляция (ЧШИМ)
PG (Power Good)	Контроль выходного напряжения, сигнал "напряжение в норме"
PGND (Power Ground)	Общий вывод сильноточных цепей, силовая земля
p-p (peak-to-peak)	Пиковое значение величины
PSK (Phase-Shift Keying)	Фазовая манипуляция (ФМн)
PSM (Pulse Skip Mode)	Прерывистый режим, режим с пропуском импульсов
Pulse-by-pulse	Поцикловая/поимпульсная (защита от перегрузки по току)
PWM (Pulse Width Modulation)	Широтно-импульсная модуляция (ШИМ)
RMS	Среднеквадратичное значение величины
Reector	Элемент с реактивным (в данном случае индуктивным) сопротивлением
REF	Опорное, опорный
Resonant	Резонансный (контроллер)
SEPIC (Single-Ended Primary Inductor Converter)	Один из вариантов индуктивного преобразователя напряжения
Shutdown	Блокировка, отключение, переход в дежурный режим
Single-Cell	Батарея из одного элемента
Single-ended ouput	Несимметричный выход, напряжение снимается между выходом и землей
Skip (mode)	Прерывистый режим, режим с пропуском импульсов
Sleep	Дежурный режим
Slope compensation	Компенсация наклона "пилы" в схемах с токовым управлением при рабочем цикле свыше 50%
SMT (Surface Mount Technology)	Технология монтажа на поверхность (поверхностного монтажа)
SS (Soft Start)	Плавный запуск
Stand-by	Дежурный режим
SVR	Коэффициент подавления пульсаций (входного напряжения)
Synchronous (converter)	Синхронный преобразователь, преобразователь со схемой синхронного выпрямителя
Synchronous PWM controller	Синхронный ШИМ-контроллер
Synchronous Rectifie	Синхронный выпрямитель
TOPOLOGY	Топология, тип преобразования
Totem pole	Тотемный выход, квазикомплементарный выходной каскад
TTL	ТТЛ, транзисторно-транзисторная логическая схема
typ	Типовое значение величины
Uncommited	Свободный, отдельный, неподключенный
UPS	Источник бесперебойного питания
UVLO (Under Voltage LockOut)	Блокировка при пониженном напряжении
UVP (Under Voltage Protection)	Защита от пониженного напряжения
V^2 (V^2-control)	Управление типа V^2, имеющее два контура обратной связи по напряжению
VFM (Variety Frequency Modulation)	Частотно-импульсная модуляция
Voltage mode	ШИМ с управлением по (среднему) напряжению
ZCS (Zero Current Switch)	Ключ, переключаемый при нулевом токе
ZVS (Zero Voltege Switch)	Ключ, переключаемый при нулевом напряжении.
АЦП	Аналого-цифровой преобразователь
ВАХ	Вольт-амперная характеристика
ДОСТ	Дополнительная обратная связь по току
ДУ	Дифференциальный усилитель
ИВП	Источник вторичного питания
ИОН	Источник опорного напряжения
ИП	Источник питания
ИС	Интегральная микросхема
КЗ	Короткое замыкание
КМОП	Комплементарный МОП
КПД	Коэффициент полезного действия
МПН	Малое падение напряжения
ОБР	Область безопасной работы
ОЗУ	Оперативное запоминающее устройство
ОУ	Операционный усилитель
ТК	Температурный коэффициент
ТКН	Температурный коэффициент напряжения
ТТЛ	Транзисторно-транзисторная логическая схема
УОС	Усилитель обратной связи
ЦАП	Цифро-аналоговый преобразователь
ЧИМ	Частотно-импульсная модуляция
ЧШИМ	Частотно-широтно-импульсная модуляция
ШИМ	Широтно-импульсная модуляция
ЭПС	Эквивалентное последовательное сопротивление

ТАБЛИЦЫ АНАЛОГОВ

Прибор СНГ		Аналог	
Наименование	стр.	Наименование	стр.
142ЕП1	38	≈LM100	40
1021ХА1	173	TDA2582	—
1033ЕУ1	174	TDA4600	175
1033ЕУ2	184	TDA4605	185
1033ЕУ3	184	TDA4605-2	185
1033ЕУ4	202	ML4812	203
1033ЕУ5	184	TDA4605	185
1033ЕУ6	208	ML4819	209
1033ЕУ9	114	PWR-SMP210	115
1033ЕУ10	102	UC3842	103
1033ЕУ11	102	UC3844	103
1033ЕУ12	102	UC3843	103
1033ЕУ13	102	UC3845	103
1033ЕУ14	102	UC3842A	103
1033ЕУ15	102	UC3842	103
1033ЕУ16	102	UC3844	103
1080ЕУ1	122	TDA8380	124
1087ЕУ1	184	TDA4605-2	185
1114ЕУ1	220	≈SG1524	223
1114ЕУ3	232	≈TL494	233
1114ЕУ4	232	TL494	233
1114ЕУ5	232	TL495	233
1155ЕУ1	42	LAS6380	43
1155ЕУ2	132	L296	133
1156ЕУ1	62	µA78S40	63
1156ЕУ2	239	UC3825	240
1156ЕУ3	146	UC3823	147
1156ЕУ4	247	UC3875	248
1156ЕУ5	67	MC34063A	68
1168ЕП1	73	ICL7660	74
1182ЕМ1	24	HV-2405E	25
1184ЕУ1	153	CS-5155	154
1184ЕУ2	165	SC1101	166
1184ПН1	67	MC34063A	68
1446ПН1	79	MAX731	80
1446ПН2	87	MAX734	88
1446ПН3	90	MAX641	91
1446ПН21	97	RH5RI301B	98
1446ПН22	97	RH5RI271B	98
1446ПН23	97	RH5RI251B	98
UA01.4601	175	TDA4601	175

Аналог		Прибор СНГ	
Наименование	стр.	Наименование	стр.
µA78S40	63	1156ЕУ1	62
CS-5155	154	1184ЕУ1	153
HV-2405E	25	1182ЕМ1	24
ICL7660	74	1168ЕП1	73
L296	133	1155ЕУ2	132
LAS6380	43	1155ЕУ1	42
LM100	40	≈142ЕП1	38
MAX641	91	1446ПН3	90
MAX731	80	1446ПН1	79
MAX734	88	1446ПН2	87
MC34063A	68	1156ЕУ5	67
		1184ПН1	67
ML4812	203	1033ЕУ4	202
ML4819	209	1033ЕУ6	208
PWR-SMP210	115	1033ЕУ9	114
RH5RI251B	98	1446ПН23	97
RH5RI271B	98	1446ПН22	97
RH5RI301B	98	1446ПН21	97
SC1101	166	1184ЕУ2	165
SG1524	223	≈1114ЕУ1	220
TDA2582	—	1021ХА1	173
TDA4600	175	1033ЕУ1	174
TDA4601	175	UA01.4601	175
TDA4605	185	1033ЕУ2	184
		1033ЕУ5	184
TDA4605-2	185	1033ЕУ3	184
		1087ЕУ1	184
TDA8380	124	1080ЕУ1	122
TL494	233	≈1114ЕУ3	232
		1114ЕУ4	232
TL495	233	1114ЕУ5	232
UC3823	147	1156ЕУ3	146
UC3825	240	1156ЕУ2	239
UC3842	103	1033ЕУ10	102
		1033ЕУ15	102
UC3842A	103	1033ЕУ14	102
UC3843	103	1033ЕУ12	102
UC3844	103	1033ЕУ11	102
		1033ЕУ16	102
UC3845	103	1033ЕУ13	102
UC3875	248	1156ЕУ4	247

Примечание
Знак ≈ означает неполное соответствие с аналогом, что подразумевает невозможность замены по выводам и по ряду параметров.

Информационные услуги ГУП ЦКБ "Дейтон" – это гарантия получения первичной и достоверной информации по всей номенклатуре интегральных микросхем (ИС) и полупроводниковых приборов (ПП), разрабатываемых и выпускаемых отечественной промышленностью и в странах СНГ.

Государственное унитарное предприятие
Центральное конструкторское бюро
"ДЕЙТОН"

103460, г. Москва, г. Зеленоград, к.100,
тел: (095) 535-13-19, факс: (095) 534-02-77
основано в 1968 г.

Автоматизированная информационно-поисковая система "МЕРКУРИЙ-2М"

Работает в составе персональных ЭВМ типа IBM PC и содержит информацию о всех разработанных интегральных микросхемах и полупроводниковых приборах. Для каждого изделия имеются номера технических условий, адреса предприятий–разработчиков и изготовителей, электрические параметры, разводка выводов, чертежи корпусов и условные графические обозначения микросхем, состояния включения изделий в перечни МОП 44001 (части 2, 3, 4, 9). Информация в базе данных системы пополняется и корректируется непрерывно.

Бюллетени новых разработок ИС и ПП

Представлена номенклатура разрабатываемых изделий и основные характеристики, разработчики, зарубежные аналоги. Издаются с 1969 г.

Отраслевые каталоги ИС и ПП

Содержит перспективные приборы, имеющие утвержденные технические условия. По каждому прибору представлены технические характеристики и завод–изготовитель. Издаются с 1968 г.

Серия справочников по отдельным классам ИС

Подробные тематические справочники по микросхемам запоминающих устройств, операционным усилителям, компараторам, коммутаторам и ключам, вторичным источникам питания. Издаются с 1993 г.

Серия справочников прейскурантов по ИС и ПП

Содержит номенклатуру изделий, рекомендованных к поставке в 1999–2000 гг., и их поставщиков с адресами и телефонами технических и сбытовых служб. Издаются с 1980 г.

Справочник "Изготовители и дистрибьюторы электронных компонентов"

Издается впервые. Содержит информацию о всех изготовителях представленных классов изделий электронной техники, а также о поставщиках–дистрибьюторах.

Новый комплекс стандартов на интегральные микросхемы

Комплекс стандартов, разработанный Министерством обороны России с участием головных предприятий промышленности, содержит:

"Микросхемы интегральные. Общие технические условия"
"Микросхемы интегральные. Обеспечение качества в процессе разработки. Требования к системе качества разработки"
"Микросхемы интегральные. Система и методы статистического контроля и регулирования технологического процесса"
"Микросхемы интегральные. Технические требования к технологическому процессу. Система и методы оперативного контроля"
"Микросхемы интегральные. Требования к элементам производства. Аттестация предприятий-изготовителей"
"Микросхемы интегральные. Типовая форма построения и изложения программы обеспечения качества разработки"

Срок внедрения стандартов – январь 2000 г. Рассылку стандартов осуществляет ГУП ЦКБ "Дейтон". Условия заказа и рассылки стандартов договорные.

✓ ✓ ✓

Предлагаемые услуги оказываются как по договорам на информационное обслуживание, так и по отдельным запросам потребителей ИС и ПП.
Контактный телефон **534-89-71**
Каутова В.И.

СОДЕРЖАНИЕ

СОДЕРЖАНИЕ

СОДЕРЖАНИЕ

СПИСОК РЕКЛАМОДАТЕЛЕЙ

СВОБОДА СОЕДИНЕНИЙ ВСЕГДА
разъамы,
кабали,
микросхемы,
транзисторы,
сватодиоды,
индикаторы,
кондансаторы,
параключатвл
и многов
другоа.
«Бурый Медведь» - один из ведущих поставщиков МИКРОСХЕМ и других активных компонентов зарубежных производителей.
Лучшие цены на продукцию Mitsubishi, International Rectifire и т.д.
ТД БУРЫЙ МЕДВЕДЬ
Москва 117049 а/я 74,
офис:
ул. Профсоюзная, 84/32, корп. В3
тел.: (095) 333-1010 (4 линии),
факс: (095) 333-1034
филиал: ул. Сретенка, 27/29, стр. 8
тел.: (095) 208-5158,
(095) 208-4998
e-mail: serg@brownbear.ru
http://www.brownbear.ru
Наши дилеры:
«Крис-Макро» г. Санкт-Петербург, тел.: (812) 234-80-90, факс: (812) 234-85-35
«НТП Бурый Медведь Н-Н» г. Нижний Новгород, тел./факс: (8312) 30-26-90
«Новаком» г. Екатеринбург, тел.: (3432) 56-84-66, факс: (3432) 58-08-15
«Сектор-Т» г. Новосибирск, тел.: (3832) 22-76-20, факс: (3832) 22-81-29
«Белконтмаш» г.Минск, тел./факс: (10-3752) 54-3308
«Иност» г.Казань, тел. (8432) 64-1023, факс: (8432) 64-1033
БУРЫЙ МЕДВЕДЬ
Thomas&Betts
Amphenol
molex
IOR
MITSUBISHI ELECTRIC

ПРОМЭЛЕКТРОНИКА **ПОСТАВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ**

Мы стали к вам ближе

ТКРЫТ НОВЫЙ МАГАЗИН В МОСКВЕ
добное расположение (метро «Курская», разу напротив Курского вокзала), большая орговая площадь, прекрасный офис для птовых покупателей, потрясающий ассорти-ент и низкие оптовые цены — все это оставит олько доброе впечатление от сделанных у нас окупок. Приглашаем Вас: **Земляной вал, 34, 095) 916-23-21**

ОТКРЫТ ИНТЕРНЕТ-МАГАЗИН
Мы действительно стали к вам ближе — теперь покупку можно совершить непосредственно с Вашего рабочего места. Полноценная система электронных платежей и удобный интерфейс позволят мгновенно получить счет к оплате, оплатить его, затем проконтролировать поступление денег, подборку и отправку груза. Посетите наш сайт **www.promelec.ru**

ОТКРЫТЫ НОВЫЕ ФИЛИАЛЫ
Сеть филиалов и представительств продолжает развиваться. Теперь Вам будет намного проще, быстрее и дешевле делать покупки в нашей фирме. Если в Вашем городе еще нет наших представительств, но Вы готовы к серьезному бизнесу и имеете опыт торговли радиокомпонентами, то предлагаем позвонить нам: **(3432) 45-45-07**

КАТЕРИНБУРГ ГОЛОВНОЙ ОФИС

20107, Екатеринбург, ул. Колмогорова, 70

-mail:	pr@promelec.ru
правочная служба:	(3432) 45-44-88
акс круглосуточно:	(3432) 45-33-28
тдел опт. торговли:	(3432) 45-68-20
	(3432) 45-45-07
	(3432) 45-40-11
тдел снабжения:	(3432) 45-32-02
заимозачеты	
о налогам,	
артерные операции:	(3432) 45-82-41
аказ каталога:	(3432) 45-40-11

www.promelec.ru

МОСКВА	(095) 281-66-01, 2-й Волконский пер., 1, м. «Цветной Бульвар», promtech@dol.ru Открыт новый магазин: Земляной вал, 34, м. «Курская», 916-23-21
С-ПЕТЕРБУРГ	(812) 230-08-63, 233-27-02, ул. Гатчинская, 12, promel@peterlink.ru
ЕКАТЕРИНБУРГ	филиал (3432) 55-30-89, ул. Красноармейская, 34-б, alexey@trest.sky.ru
ВОРОНЕЖ	(0732) 77-73-72, 77-73-74, admin@promelec.vrn.ru
ВОРОНЕЖ	(0732) 51-27-41, 51-28-41, 56-68-40, Ленинский пр., 160, оф. 326, neon@comch.ru
НОВОСИБИРСК	(3832) 66-46-89, ул. Восход, 9, planar@planar.nsk.ru
НОВОСИБИРСК	(3832) 22-76-20, 22-81-29, ул. Ленина, 12, оф. 1207, olga@sector-t.ru
ОМСК	(3812) 69-35-07, 69-33-23, пр. Мира, 30, оф. 310, 316, elecom@omsknet.ru
ОМСК	(3812) 24-10-90, 24-68-65, ул. Карла Либкнехта, 26, dan@omskelecom.ru
ПЕНЗА	(8412) 52-32-66, ул. Бакунина, 54/94, pep@sura.com.ru
ПЕРМЬ	(3422) 34-94-49, 33-47-25, ул. Данщина, 19, оф. 68, esc@mpm.ru
ТОМСК	(3822) 41-55-70, пр. Ленина, 30-а, tcom@mail2000.ru
ТЮМЕНЬ	(3452) 22-81-95, 22-96-00, ул. Республики, 143, radiocom@sbtx.tmn.ru
УФА	(3472) 51-14-56, ул. Чернышевского, 88, shop@ufacom.ru
ЧЕЛЯБИНСК	(3512) 34-77-23, Свердловский пр., 23-а, treck@chel.surnet.ru
ЧЕЛЯБИНСК	(3512) 69-74-47, пр. Победы, 169, pallada@chel.ru